



Contribution au Dimensionnement Optimal d'Alternateur à Griffes Sans Aimant - Apport des alliages FeCo

Sylvain Perez

► To cite this version:

Sylvain Perez. Contribution au Dimensionnement Optimal d'Alternateur à Griffes Sans Aimant - Apport des alliages FeCo. Autre. Université de Grenoble, 2013. Français. NNT : 2013GRENT094 . tel-00990653v2

HAL Id: tel-00990653

<https://theses.hal.science/tel-00990653v2>

Submitted on 8 Sep 2014

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : « **Génie Electrique** »

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

« **Sylvain / PEREZ** »

Thèse dirigée par « **Afef LEBouc** » du G2ELab et
codirigée par « **Lauric GARBUÏO** », « **Albert FOGGIA** » du
G2ELab et « **Jean-Claude MIPO** » de Valeo

préparée au sein du **Laboratoire de Génie Electrique de
Grenoble**

dans l'**École Doctorale D'Electronique, Electrotechnique,
Automatique et Traitement du Signal** »

Contribution au dimensionnement optimal d'alternateur à griffes sans aimant - Apport des alliages FeCo

Thèse soutenue publiquement le « **25 novembre 2013** »,
devant le jury composé de :

M, Georges, BARAKAT

Professeur à l'université du Havre, Rapporteur

M, Abdelmounaim, TOUNZI,

Professeur à l'université Lille 1, Rapporteur

M, Frédéric, BOUILLAUT

Professeur à l'université Paris Sud, Président

MME, Afef, LEBouc

Directeur de recherche au G2ELab, Directeur de thèse

M, Lauric, GARBUÏO

Maitre de conférence à Grenoble INP, Co-encadrant

M, Philippe, FARAH

Directeur Electrotechnique, Valeo Engine and Electrical Systems, Examineur

M, Albert, FOGGIA

Professeur Emérite à Grenoble INP, Invité

M, Thierry, Waeckerlé

Ingénieur de recherche, Aperam, Invité



Remerciements

Mes travaux de thèse ont été réalisés en partenariat entre le G2ELab et VALEO Créteil dans le cadre d'un contrat CIFRE.

Tout d'abord, je tiens à remercier mon jury de thèse avec notamment mon premier rapporteur Abdelmounaim Tounzi, qui a su apporter une lecture attentive et éclairée, formalisée par des remarques très pertinentes dans son rapport. Les questions soulevées ont pu me guider dans la réalisation de ma présentation afin d'apporter au mieux les réponses aux diverses interrogations.

Je remercie aussi Georges Barakat, mon second rapporteur. J'espère que mon slide 62 restera longtemps dans son esprit, en tout cas, il restera dans le mien. Je ne pensais pas pouvoir apporter tant de réponses en un seul slide.

Je remercie Frédéric Bouillault d'avoir présidé ce jury de thèse et le remercie pour ces remarques pertinentes.

Je tiens à remercier Philippe Farah, Directeur Electrotechnique à Valeo Créteil, pour son implication dans le suivi de mes travaux et notamment dans la phase de prototypage. Je tiens également à le remercier pour avoir participé à mon jury de thèse en tant qu'examineur.

Je tiens à remercier Thierry Waeckerlé, Ingénieur de recherche à Aperam qui a su tout au long de ce projet pousser avec patience pour faire avancer les choses. Je te remercie pour ta clairvoyance scientifique et humaine et également pour avoir participé à ce jury de thèse.

Je remercie mes encadrants du G2ELab et de VALEO pour ces années de thèses que nous avons passées ensemble. Ces trois années ont été riches en enseignements et je vous en suis très reconnaissant. J'espère que nous serons amenés à collaborer dans nos futures professionnelles.

J'exprime ma sincère reconnaissance à Afef Lebouc, ma directrice de thèse, pour sa gentillesse et ses conseils scientifiques. Il est vrai que dans ton calendrier bien chargé, il n'a pas toujours été évident de trouver du temps libre, mais je te remercie d'avoir su en dégager dans les moments importants. Je te remercie de m'avoir permis de partir en conférence, ces moments resteront inoubliables.

Je remercie chaleureusement Lauric Garbuño. Malgré ta nouvelle prise de poste et la surcharge de travail qui en a résulté, tu as su être présent tant sur le plan scientifique qu'humain. Ton encadrement scientifique, tes conseils, tes encouragements ont été l'une des pièces maîtresses qui ont permis de mener ces travaux à terme.

J'ai malheureusement le regret d'avoir dû réécrire ce paragraphe suite au décès soudain d'Albert Foggia peu de temps après la soutenance de cette thèse. Ce fut un honneur pour moi de travailler avec Albert qui a toujours été de bons conseils scientifiques et humains malgré ces coups de gueule mémorables. J'aimais bien venir le déranger de temps en temps dans son bureau pour lui demander conseil et qu'il me raconte ses anecdotes pleines d'humour. Ces moments seront ceux que je retiendrais, je suis fier d'avoir connu un homme comme Albert, passionné par ce qu'il faisait et qui aimait tant le partager avec les autres. Tu vas me manquer Albert et à tant d'autres...

Je tiens à remercier mes encadrants VALEO et également mes autres collègues qui ont toujours su m'accueillir au sein de l'entreprise.

Je tiens plus particulièrement à remercier Jean-Claude Mipo. Merci pour la confiance que tu m'as faite en me choisissant pour ce sujet de thèse, pour tes conseils toujours très pertinents et pour ton relationnel très agréable qui ne manque pas d'humour. VALEO a de la chance d'avoir une personne de ton envergure dans ces rangs.

Je tiens à remercier Li Li pour m'avoir mis le pied à l'étrillé, en espérant que nos chemins professionnels se recroiseront prochainement.

Je tiens également à remercier toute l'équipe projet qui s'est investie dans la réalisation du prototype réalisé dans le cadre de ces travaux. Je tiens particulièrement à remercier Pierre Faverolle et Jean-François Gautru pour l'intérêt que vous avez porté à la réalisation du prototype mettant tout en avant pour respecter un timing plutôt serré. J'ai beaucoup apprécié votre implication et vos conseils.

Je souhaite exprimer ma reconnaissance à Laurent Gerbaud et à Emmanuel Vinot sans qui je n'aurais probablement pas envisagé de faire une thèse. Nos discussions à ce sujet m'ont convaincu et je vous en suis très reconnaissant.

Maintenant vient le tour des amis que je remercie très profondément pour leurs encouragements tout au long de ces trois années. Tout le monde sait qu'une thèse ce n'est pas toujours facile, mais sans les amis, c'est mission impossible. C'est pourquoi je tiens à vous remercier pour votre bonne humeur et votre soutien.

Je pense qu'ici, la palme revient à Morgan, mon co-bureau, qui a partagé ma rédaction en direct et mes engueulades avec mon PC au jour le jour. Je te remercie pour tous tes conseils, ta bonne humeur et ta motivation inépuisable. C'est génial de bosser avec un passionné comme toi, ne change rien. En tout cas, il nous reste un paquet de rando à faire, avec je l'espère, autant de neige que lors de ces mémorables sorties. Attention, bien mettre un leach sur les skis.

Merci Ando, je te remercie pour ta bonne humeur, tes blagues qui plaisent tant à Manel. Nos discussions sur les modèles reluctant et sur les bières belges resteront pour toujours dans ma mémoire. Je garderais un souvenir inoubliable de ton franc parlé et de tes power-snaps incroyablement efficaces. Je te remercie également d'avoir partagé l'entretien de notre cafetière, pièce maîtresse pour réussir une thèse.

Un gros clin d'œil à Mickael, le chef pâtissier le plus doué de sa génération. Tu as de quoi te reconverter avec succès si un jour l'EP t'échauffe trop. Ton organisation des fameux repas de doctorant restera des souvenirs géniaux tout autant que nos sorties au Berthom. Merci pour ta bonne humeur et ta grande générosité.

Wahid, merci pour toutes ces poignées de main bien branchée que nous avons partagée signe de bonne journée qui commence. Ta gentillesse et ta bonne humeur sont contagieuses, gardent les soigneusement, c'est que du bonheur. Je suis sûr qu'on trouvera un moment pour faire notre fameuse partie de pêche au brochet avec tes sardines.

Luiz et Anthony F, mes deux binômes d'escalade, je vous remercie pour toutes ces belles voies dans la salle Chartreuse accompagnée de discussion scientifique passionnantes. J'espère que nous aurons l'occasion de remettre ça dans le futur.

Patrice, copain de randonnée et de café, merci de nous avoir emmenés découvrir ces randos tellement chouettes. Sachant que nos routes vont se croiser régulièrement, j'ai déjà hâte qu'on aille s'en faire de nouvelles

Une petite pensée pour le groupe de travail sur les modèles reluctant (Ando, Vincent, Hussein et moi). Je suis heureux que l'on ait pu travailler ensemble sur cette problématique rude et parfois ingrate qu'est la modélisation semi-analytique. Je vous souhaite à tous brillant machiniste une longue et belle carrière professionnelle.

Un tir groupé pour Fanny, Mathieu, Manel, Ni, Olivier, Anthony C, Yunxia, Julian, Raha, Bertrand, Julien, Lyubo, Fabien, Abdel, Razmik, Camille, Douglas, Gatien, Sylvie, Romain et j'en oublie sûrement tellement la liste est grande. Mes amis, je ne peux citer toutes les anecdotes que l'on a vécues tellement elles sont nombreuses, mais sachez qu'elles sont gravées dans ma mémoire.

Un autre tir groupé pour les amis qui ne sont pas du G2ELab avec Fab, Carl, Lolo, Dav, Jojo, Marmotte et Brice qui ont notamment du supporter mon humeur désagréable lors de nos dernières vacances pendant lesquelles j'ai du finir de rédiger ma thèse. En tout cas, ça ne m'a pas empêché de snacker un max de vagues à Carl et Fab.

Je tiens particulièrement à remercier mes parents et ma sœur pour votre présence et votre soutien tout au long de mes études. Merci d'avoir cru en moi, c'est une force qui n'a pas de prix.

Enfin, un grand merci à monoureuse, Marion, qui m'a supporté pendant ces trois années. Tu as toujours su trouver les mots pour me motiver et me soutenir. Je t'en remercie et espère pouvoir t'apporter autant tout au long de notre vie.

Table des matières

Table des figures.....	12
Table des tableaux.....	20
Introduction générale.....	23
Nomenclature.....	25
Chapitre I Présentation de l'étude.....	28
I.1 Introduction.....	31
I.2 L'alternateur à griffes	31
I.2.1 Structure de l'alternateur à griffes	31
I.2.1.1 Le rotor	32
I.2.1.2 Le stator	33
I.2.1.3 Le pont redresseur	34
I.2.1.4 Le régulateur.....	35
I.2.1.5 Les paliers.....	36
I.2.1.6 Le système de refroidissement	36
I.2.2 Principe et caractéristiques de fonctionnement	36
I.2.2.1 Principe de fonctionnement.....	36
I.2.2.2 Caractéristiques de fonctionnement	37
I.2.2.2.a Caractéristique à vide	37
I.2.2.2.b Caractéristique en charge.....	38
I.2.2.2.c Les différentes pertes.....	39
I.2.2.2.d La répartition des pertes.....	43
I.2.3 Améliorations récentes	44
I.2.3.1 Réduction des pertes.....	44
I.2.3.1.a Réduction des pertes fer stator.....	44
I.2.3.1.b Réduction des pertes fer rotor.....	44
I.2.3.1.c Réduction des pertes Joule stator.....	45
I.2.3.1.d Une idée originale, compenser la réaction magnétique d'induit	45
I.2.3.2 Augmentation du débit	46
I.3 Les machines électriques et les matériaux magnétiques	46
I.3.1 Les matériaux magnétiques doux	47
I.3.1.1 Les matériaux magnétiques doux laminés.....	48
I.3.1.1.a Les tôles FeSi.....	48

I.3.1.1.b	Les tôles FeCo	48
I.3.1.2	Les matériaux massifs	49
I.3.1.3	Les matériaux composites (SMC) ou poudres.....	50
I.3.1.4	Résumé sur les matériaux magnétiques doux.....	50
I.3.2	Les matériaux magnétiques durs	51
I.3.2.1	Les ferrites.....	52
I.3.2.2	Les Alnico	53
I.3.2.3	Les terres rares.....	53
I.3.2.4	Résumé sur les matériaux magnétiques durs.....	53
I.4	L'enjeu économique des terres rares	54
I.5	Conclusion	56
Chapitre II Démarche de dimensionnement pour alternateur à griffes .60		
II.1	Introduction.....	62
II.2	Principes généraux pour le dimensionnement des machines électriques.....	62
II.2.1	Démarche de dimensionnement	62
II.2.2	Les différentes familles de modèles pour les machines électriques	63
II.2.2.1	Les modèles analytiques.....	63
II.2.2.2	Les modèles numériques de calculs éléments finis	64
II.2.2.3	Les modèles semi-numérique.....	64
II.2.2.4	Conclusion sur les différentes familles de modèles.....	65
II.2.3	Les méthodes de résolution	65
II.2.3.1	Les algorithmes déterministes	66
II.2.3.2	Les algorithmes stochastiques	67
II.2.3.3	Les algorithmes hybrides ou chaînés.....	68
II.2.3.4	La méthode des plans d'expérience	68
II.3	Démarche de dimensionnement pour alternateur à griffes	68
II.3.1	Le contexte de dimensionnement	68
II.3.1.1	Quelques généralités sur l'alternateur à griffes.....	69
II.3.1.2	Le cahier des charges.....	70
II.3.1.2.a	L'alternateur sans aimants initial	70
II.3.1.2.b	Les alternateurs avec aimants et l'alternateur de référence.....	70
II.3.1.2.c	La fonction objectif	72
II.3.1.2.d	Les paramètres et variables d'optimisation	72
II.3.1.2.e	Les contraintes géométriques, électriques et thermiques.....	74
II.3.1.3	La solution technique retenue.....	75

II.3.1.4	Estimation des performances des différents modèles	75
II.3.1.5	Les Outils logiciels disponibles	76
II.3.2	Le choix de la démarche de dimensionnement	77
II.3.3	Méthode de résolution du problème d'optimisation	78
II.3.3.1	L'algorithme d'optimisation pour le prédimensionnement	78
II.3.3.2	L'algorithme d'optimisation pour le dimensionnement	78
II.4	Conclusion	78
Chapitre III Modélisation d'un alternateur à griffes		81
III.1	Introduction	84
III.2	Modélisation de l'alternateur à griffes par éléments finis	84
III.2.1	Description de la géométrie	85
III.2.2	Description du circuit électrique	85
III.2.3	Conditions aux limites	86
III.2.4	Maillage	86
III.2.5	Matériaux magnétiques	87
III.3	Validation du modèle éléments finis	88
III.4	Modélisation de l'alternateur à griffes par réseau de reluctance	89
III.4.1	La théorie des réseaux de reluctances	89
III.4.2	Le choix de la modélisation	90
III.4.2.1	Les modèles à un axe	90
III.4.2.2	Les modèles à deux axes	90
III.4.2.3	Les modèles avec rotation des forces magnétomotrices stator	91
III.4.2.4	Les modèles avec rotation des forces magnétomotrices et rotation du rotor	92
III.4.2.5	Le choix de la modélisation	92
III.4.3	La modélisation des matériaux magnétiques	93
III.4.4	La modélisation du circuit magnétique	94
III.4.4.1	Topologie et discrétisation	94
III.4.4.1.a	Identification de la topologie	95
III.4.4.1.b	Choix du niveau de discrétisation	101
III.4.4.2	Calcul des différentes reluctances	104
III.4.4.2.a	Modélisation des reluctances d'entrefer	104
III.4.4.2.b	Modélisation des reluctances des dents	105
III.4.4.3	La modélisation des forces magnétomotrices	111
III.4.4.3.a	Les sources d'ampères-tours rotor	111
III.4.4.3.b	Les sources d'ampères-tours stator	112

III.4.5	La modélisation du circuit électrique	115
III.4.6	La modélisation du couplage électromagnétique	119
III.4.6.1	La réaction magnétique d'induit, principe et modélisation.....	119
III.4.6.2	Le couplage électromagnétique.....	120
III.4.7	Le calcul des pertes	123
III.4.7.1	Les pertes Joule	123
III.4.7.2	Les pertes fer	125
III.5	Validation du modèle reluctant	126
III.5.1	Validation 1 - Estimation des flux.....	127
III.5.1.1	Simulation à vide.....	127
III.5.1.2	Simulation en charge	127
III.5.2	Validation 2 - Estimation du couple.....	128
III.5.3	Validation 3 - Estimation du débit et des pertes.....	129
III.5.3.1	Estimation du débit en fonction de la vitesse	129
III.5.3.2	Estimation des pertes en fonction de la vitesse	130
III.5.3.2.a	Estimation des pertes Joule dans les bobines stator.....	130
III.5.3.2.b	Estimation des pertes Joule dans les diodes.....	131
III.5.3.2.c	Estimation des pertes fer stator.....	132
III.6	Conclusion.....	133
Chapitre IV Etude sur l'utilisation optimale d'un noyau en FeCo		135
IV.1	Introduction	137
IV.2	Etude sur la géométrie optimale de noyau pour l'utilisation de noyau en FeCo.....	138
IV.2.1	Prédimensionnement et dimensionnement avec un noyau classique en AFK502.....	138
IV.2.1.1	Prédimensionnement avec un noyau classique.....	139
IV.2.1.1.a	Résultats de prédimensionnement	139
IV.2.1.1.b	Analyse de la géométrie prédimensionnée	139
IV.2.1.1.c	Analyse magnétique du prédimensionnement	141
IV.2.1.2	Dimensionnement avec un noyau classique	142
IV.2.1.2.a	Étude de sensibilités des paramètres du rotor.....	142
IV.2.1.2.b	Résultats de dimensionnement	144
IV.2.1.2.c	Analyse de la géométrie dimensionnée	145
IV.2.1.2.d	Analyse magnétique du dimensionnement	145
IV.2.2	Dimensionnement avec un noyau encastré en AFK502	147
IV.2.2.1	Étude paramétrique sur la longueur d'encastrement	147
IV.2.2.2	Dimensionnement avec un noyau encastré.....	148

IV.2.2.2.a Résultats de dimensionnement	149
IV.2.2.2.b Analyse de la géométrie dimensionnée	149
IV.2.2.2.c Analyse magnétique de la géométrie dimensionnée	150
IV.2.3 Dimensionnement avec un noyau Z en AFK502.....	152
IV.2.1 Bilan sur l'étude de la géométrie optimale de noyau pour l'utilisation de noyau en FeCo 152	
IV.3 Étude comparative sur le dimensionnement de rotor avec des noyaux encastrés pour les différents FeCo.....	153
IV.3.1 Étude préliminaire	154
IV.3.2 Prédimensionnement	156
IV.3.3 Dimensionnement.....	159
IV.3.4 Bilan sur l'utilisation de noyau encastré pour les différents FeCo	162
IV.4 Conclusion sur l'utilisation optimale d'un noyau en FeCo	163
Chapitre V Optimisation complète de l'alternateur avec un noyau en AFK502 et étude comparative sur l'utilisation des différents FeCo au rotor 165	
V.1 Introduction.....	167
V.2 Dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502	167
V.2.1 Prédimensionnement – Influence du nombre de paires de pôles optimal	168
V.2.2 Dimensionnement.....	172
V.2.2.1 Choix des paramètres d'optimisation.....	172
V.2.2.2 Résultats de dimensionnement	175
V.2.3 Bilan sur le dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502 178	
V.3 Étude sur le dimensionnement de l'alternateur avec des rotors en FeCo.....	180
V.3.1 Prédimensionnement	180
V.3.2 Dimensionnement.....	186
V.3.2.1 Choix des paramètres d'optimisation.....	186
V.3.2.2 Résultats de dimensionnement	188
V.3.3 Bilan sur le dimensionnement de l'alternateur avec des rotors en FeCo.....	192
V.4 Conclusion	193
Conclusion générale	195
Perspectives.....	197
Annexe 1 Calcul des différentes reluctances du modèle reluctant de l'alternateur à griffes.....	198
A.1.1 Les réluctances dans le fer.....	200

A.1.1.1	Quelques généralités sur la modélisation des réluctances de fer	200
A.1.1.2	Les réluctances du noyau.....	200
A.1.1.3	La réluctance de la partie noyau - plateau1	201
A.1.1.4	La réluctance du plateau1	201
A.1.1.5	La réluctance du plateau2	202
A.1.1.6	Les réluctances d'un coude	202
A.1.1.7	Les réluctances d'une griffe	203
A.1.1.8	La réluctance de la culasse	204
A.1.2	Les réluctances dans l'air	204
A.1.2.1	Quelques généralités sur la modélisation des réluctances d'air.....	204
A.1.2.2	Les réluctances de fuites griffe - griffe.....	205
A.1.2.3	Les réluctances de fuites dessous griffe - dessous griffe.....	207
A.1.2.4	La réluctance de fuites griffe1 - dent- griffe2.....	210
A.1.2.5	La réluctance de fuite noyau - noyau	214
A.1.2.6	La réluctance de fuite noyau - côté plateau1	214
A.1.2.7	La réluctance de fuite dessous griffe - plateau1 et2	215
A.1.2.8	La réluctance de fuite bout griffe - coude.....	215
A.1.2.9	La réluctance de fuite dessus plateau 1 - bout griffe	216
A.1.2.10	La réluctance de fuite dessus et côté plateau 1 - dessous griffe	216
A.1.2.11	La réluctance de fuite noyau - griffe	218
A.1.2.12	Les réluctances de fuites coude - stator	218
A.1.2.13	Les réluctances de fuites têtes de bobines	219

Annexe 2 Etude comparative sur l'utilisation des différents FeCo au noyau et au rotor de l'alternateur..... 221

A.2.1	Etude comparative sur le dimensionnement de rotor avec des noyaux encastrés pour les différents FeCo.....	223
A.2.1.1	Prédimensionnement	223
A.2.1.2	Dimensionnement.....	225
A.2.2	Dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502.....	227
A.2.2.1	Prédimensionnement – Etude sur le nombre de paires de pôles optimal	227
A.2.2.2	Dimensionnement.....	231
A.2.3	Etude sur le dimensionnement de l'alternateur avec des rotors en FeCo	232
A.2.3.1	Prédimensionnement	232
A.2.3.2	Dimensionnement.....	233

Table des figures

Figure 1 : Vue éclatée de l'alternateur à griffes avec aimants	32
Figure 2 : Rotor d'un alternateur sans aimant	32
Figure 3 : Rotor d'un alternateur avec aimants	33
Figure 4 : Caractéristiques magnétiques du SAE1005 utilisé au rotor	33
Figure 5 : Stator d'un alternateur	34
Figure 6 : Caractéristiques magnétiques du M800-50A utilisé au stator	34
Figure 7 : Schéma électrique de l'alternateur à griffes avec un double pont redresseur	35
Figure 8 : Le régulateur	35
Figure 9 : Palier avant	36
Figure 10 : Palier arrière	36
Figure 11 : Trajet du flux dans un alternateur à griffes	37
Figure 12 : Caractéristique à vide de l'alternateur initial à 1800 tr/min (Tension simple)	38
Figure 13 : Température en fonction de la vitesse de rotation [1]	38
Figure 14 : Caractéristique en charge de l'alternateur initial ($I_{ex} = 5 A$)	39
Figure 15 : Décomposition des pertes magnétiques totales par cycle	41
Figure 16 : Influence de la fréquence sur la taille et la forme du cycle d'hystérésis (induction sinus d'amplitude 1,7 T)	42
Figure 17 : Les familles de matériaux magnétiques [15]	47
Figure 18 : Classification des principaux matériaux magnétiques doux	47
Figure 19 : Cycle d'hystérésis d'aimant permanent (polarisation et induction)	51
Figure 20 : Courbes de désaimantation pour quelques différents types d'aimants [14]	52
Figure 21 : Courbes de désaimantation en fonction de la température [14]	52
Figure 22 : Classification des matériaux magnétiques durs en fonction de leur champ coercitif et de leur rémanence à 20°C [15]	52
Figure 23 : Localisation des réserves de terres rares mondiales connues en 2010 [18]	54
Figure 24 : Production mondiale de terres rares estimée en 2010 [18]	55
Figure 25 : Évolution du prix d'oxyde de terres rares 99,9 % de pureté, prix FOB Chine entre le 31/03/2010 et le 31/03/2011 [18]	55
Figure 26 : Production mondiale et prix pour différents types d'aimants permanents de 2005 à 2020 (f: Estimation future) [19]	56
Figure 27 : Classement des différentes familles de modèles en fonction du temps de calcul et de l'erreur de modélisation [26]	65
Figure 28 : Fonction présentant un minimum global et deux minimums locaux	66
Figure 29 : Évolution des paramètres d'un transformateur au cours de 2 optimisations utilisant 2 algorithmes d'optimisation différents pour un même cahier des charges [26]	67
Figure 30 : Trajet du flux dans un alternateur à griffes	69
Figure 31 : Flux dans une bobine stator en fonction du courant d'excitation	69
Figure 32 : Géométrie de l'alternateur à griffes sans aimants (ou initial)	70
Figure 33 : Géométrie de l'alternateur à griffes avec aimants (ou de référence)	71
Figure 34 : Paramétrage du stator et du rotor de l'alternateur à griffes (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radiale du stator	73
Figure 35 : Différentes parties de la géométrie de l'alternateur à griffes	75
Figure 36 : Démarche de dimensionnement	77
Figure 37 : Représentation de l'alternateur à griffes sans aimants	85

Figure 38 : Schéma électrique de l'alternateur à griffes	86
Figure 39 : Maillage de l'alternateur à griffes sans aimants	87
Figure 40 : Courbes de première aimantation des matériaux magnétiques au rotor	87
Figure 41 : Courbes de première aimantation des matériaux magnétiques au stator	88
Figure 42 : Géométrie de l'alternateur à griffes sans aimants (ou initial)	88
Figure 43 : Modélisation de la FMM stator au premier harmonique avec distribution dans les dents	91
Figure 44 : Courbes de première aimantation des matériaux magnétiques au rotor	93
Figure 45 : Courbes de première aimantation des matériaux magnétiques au stator	94
Figure 46 : Trajet du flux principal dans l'alternateur sur un pas polaire dans l'axe d	95
Figure 47 : Schéma reluctant associé au trajet principal du flux dans l'alternateur sur un pas polaire	96
Figure 48 : Plan de coupe longitudinale 2D de l'alternateur permettant d'identifier les flux de fuites : "plateau1 - bout griffe", "coté et dessus plateau1 - dessous griffe", "noyau - coté plateau1", "stator - coude", "noyau - griffe" et "dessous griffe - plateau1&2"	97
Figure 49 : Vue de dessus du rotor permettant d'identifier le flux de fuites "griffe - griffe"	97
Figure 50 : Vue de dessus du rotor permettant d'identifier le flux de fuites "dessous griffe - dessous griffe"	97
Figure 51 : Vue de dessus du rotor permettant d'identifier le flux de fuites "griffe - coude"	97
Figure 52 : Plan de coupe longitudinale 2D de l'alternateur permettant d'identifier les flux de fuites de "têtes de bobines"	98
Figure 53 : Plan de coupe radial en 2D de l'alternateur permettant d'identifier le flux de fuites "dent - dent"	98
Figure 54 : Plan de coupe longitudinale 2D de l'alternateur permettant d'identifier les flux de fuites "griffe1 - dent - griffe2"	98
Figure 55 : Schéma reluctant intermédiaire de l'alternateur à griffes	99
Figure 56 : Trajet du flux principal dans l'alternateur sur un pas polaire dans l'axe q	100
Figure 57 : Plan de coupe radiale 2D de l'alternateur permettant d'identifier le trajet du flux principal dans l'axe q (Courant stator de 0 A)	100
Figure 58 : Plan de coupe radiale 2D de l'alternateur permettant d'identifier le trajet du flux principal dans l'axe q (Courant stator de 60 A)	100
Figure 59 : Iso-induction dans l'alternateur dans le cas d'une simulation à vide	102
Figure 60 : Iso-induction dans une griffe avec $I_s = 20\text{ A}$	102
Figure 61 : Iso-induction dans une griffe avec $I_s = 40\text{ A}$	102
Figure 62 : Iso-induction dans une griffe avec $I_s = 60\text{ A}$	102
Figure 63 : Iso-induction dans le stator dans l'axe d à vide (vue de coté)	103
Figure 64 : Iso-induction dans le stator dans l'axe d à vide (vue de dessous)	103
Figure 65 : Schéma reluctant final de l'alternateur à griffes	104
Figure 66 : Discrétisation des surfaces des reluctances d'entrefer	105
Figure 67 : Iso-induction à vide dans le stator de la géométrie 1 (vue de coté)	106
Figure 68 : Iso-induction à vide dans le stator de la géométrie 2 (vue de coté)	106
Figure 69 : Iso-induction à vide dans le stator de la géométrie de griffe 1 (vue de dessous)	106
Figure 70 : Iso-induction à vide dans le stator de la géométrie de griffe 2 (vue de dessous)	106
Figure 71 : Paramétrage des dents	107
Figure 72 : Iso-induction au stator de la géométrie 1 dans l'axe d en charge ($I_s = 15\text{ A}$)	108
Figure 73 : Iso-induction au stator de la géométrie 2 dans l'axe d en charge ($I_s = 20\text{ A}$)	108
Figure 74 : Iso-induction au stator de la géométrie 1 dans l'axe d en charge ($I_s = 25\text{ A}$)	108
Figure 75 : Iso-induction au stator de la géométrie 2 dans l'axe d en charge ($I_s = 40\text{ A}$)	108
Figure 76 : Iso-induction au stator de la géométrie 1 dans l'axe d en charge ($I_s = 45\text{ A}$)	108

Figure 77 : Iso-induction au stator de la géométrie 2 dans l'axe d en charge ($I_s = 60 A$)	108
Figure 78 : Iso-induction au stator de la géométrie 1 dans l'axe q en charge ($I_s = 15 A$)	110
Figure 79 : Iso-induction au stator de la géométrie 2 dans l'axe q en charge ($I_s = 20 A$)	110
Figure 80 : Iso-induction au stator de la géométrie 1 dans l'axe q en charge ($I_s = 25 A$)	110
Figure 81 : Iso-induction au stator de la géométrie 2 dans l'axe q en charge ($I_s = 40 A$)	110
Figure 82 : Iso-induction au stator de la géométrie 1 dans l'axe q en charge ($I_s = 45 A$)	110
Figure 83 : Iso-induction au stator de la géométrie 2 dans l'axe q en charge ($I_s = 60 A$)	110
Figure 84 : Modélisation de la FMM stator totale $FMM(\theta_{\text{électrique}})$ avec les harmoniques d'espace ..	113
Figure 85 : Modélisation de la FMM stator au premier harmonique avec distribution dans les dents	115
Figure 86 : Schéma électrique de l'alternateur à griffes	116
Figure 87 : Schéma électrique de principe étoile équivalent d'une phase des deux systèmes triphasés	116
Figure 88 : Diagramme vectoriel de Behn-Eschenburg	121
Figure 89 : Diagramme de principe pour le calcul du courant dans les bobines (ou du courant batterie)	122
Figure 90 : Calcul du flux à vide - Alternateur 1	127
Figure 91 : Calcul du flux à vide - Alternateur 2	127
Figure 92 : Calcul du flux en charge avec la FMM stator dans l'axe-D et dans l'axe-Q -Alternateur 1	128
Figure 93 : Calcul du flux en charge avec la FMM stator dans l'axe-D et dans l'axe-Q - Alternateur 2	128
Figure 94 : Calcul du couple électromagnétique en fonction de l'angle entre l'axe d et la FMM stator - Alternateur 1	129
Figure 95 : Calcul du couple électromagnétique en fonction de l'angle entre l'axe d et la FMM stator - Alternateur 2	129
Figure 96 : Débit batterie en fonction de la vitesse - Alternateur 1	130
Figure 97 : Débit batterie en fonction de la vitesse - Alternateur 2	130
Figure 98 : Pertes Joule dans les bobinages stator en fonction de la vitesse - Alternateur 1	131
Figure 99 : Pertes Joule dans les bobinages stator en fonction de la vitesse - Alternateur 2	131
Figure 100 : Pertes Joule dans les diodes en fonction de la vitesse - Alternateur 1	131
Figure 101 : Pertes Joule dans les diodes en fonction de la vitesse - Alternateur 2	131
Figure 102 : Pertes fer stator en fonction de la vitesse - Alternateur 1	132
Figure 103 : Pertes fer stator en fonction de la vitesse - Alternateur 2	132
Figure 104 : Paramétrage du stator	137
Figure 105 : Paramétrage du rotor avec un noyau classique (en rouge) (a) Coupe longitudinal de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A.....	140
Figure 106 : Iso-induction du noyau classique en AFK502 de l'alternateur prédimensionné.....	141
Figure 107 : Iso-induction à 1800 tr/min dans les roues polaires en SAE1005 de l'alternateur prédimensionné avec un noyau classique en AFK502	142
Figure 108 : Paramétrage du rotor avec un noyau classique (en rouge) (a) Coupe longitudinal de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A.....	143
Figure 109 : Iso-induction du noyau classique en AFK502 de l'alternateur dimensionné.....	145
Figure 110 : Iso-induction à 1800 tr/min dans les roues polaires en SAE1005 de l'alternateur dimensionné avec un noyau classique en AFK502.....	146
Figure 111 : Paramétrage du rotor avec un noyau encastré (en rouge)	147

Figure 112 : Débit batterie en fonction de la longueur d'encastrement	148
Figure 113 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502	150
Figure 114 : Iso-induction à 1800 tr/min dans les roues polaires en SAE1005 de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502	151
Figure 115 : Coupe longitudinale du rotor avec un noyau classique (en rouge)	154
Figure 116 : Coupe longitudinale du rotor avec un noyau encastré plein (en rouge).....	154
Figure 117 : Courbes de première aimantation des matériaux magnétiques pour le noyau et les roues polaires.....	154
Figure 118 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau encastré en AFK502 de l'alternateur initial	155
Figure 119 : Paramétrage du rotor avec un noyau encastré plein (en rouge) (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A.....	156
Figure 120 : Débit batterie à 1800 tr/min calculé avec le modèle reluctant et avec le modèle éléments finis (EF) pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au noyau.....	157
Figure 121 : Écart sur l'estimation des débits batterie calculés à 1800 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au noyau	157
Figure 122 : Débit batterie à 6000 tr/min calculé avec le modèle reluctant et avec le modèle éléments finis (EF) pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au noyau.....	157
Figure 123 : Écart sur l'estimation des débits batterie calculés à 6000 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au noyau	157
Figure 124 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK18.....	159
Figure 125 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK18	159
Figure 126 : Paramétrage du rotor avec un noyau encastré (en rouge) (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A.....	160
Figure 127 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK18.....	162
Figure 128 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK18	162
Figure 129 : Paramétrage du stator et du rotor avec un noyau encastré plein (en rouge) (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radiale du stator	168
Figure 130 : Débits batterie à 1800 tr/min calculés avec le modèle reluctant et avec le modèle EF pour chaque prédimensionnement en fonction du nombre de paires de pôles.....	169
Figure 131 : Écart sur l'estimation des débits batterie calculés à 1800 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF en fonction du nombre de paires de pôles.....	169
Figure 132 : Débits batterie à 6000 tr/min calculés avec le modèle reluctant et avec le modèle EF pour chaque prédimensionnement en fonction du nombre de paires de pôles.....	169
Figure 133 : Écart sur l'estimation des débits batterie calculés à 6000 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF en fonction du nombre de paires de pôles.....	169
Figure 134 : Nombre de spires rotor par pôle en fonction du nombre de paires de pôles	170
Figure 135 : Nombre de spires rotor en fonction du nombre de paires de pôles.....	170
Figure 136 : Nombre de conducteurs en série par encoche en fonction du nombre de paires de pôles	171
Figure 137 : Nombre de spires par phase en fonction du nombre de paires de pôles.....	171

Figure 138 : Densité de courant dans les conducteurs stator à 1800 tr/min en fonction du nombre de paires de pôles.....	171
Figure 139 : Résistance de phase à température ambiante en fonction du nombre de paires de pôles	171
Figure 140 : Paramétrage du stator et du rotor avec un noyau encastré (en rouge) (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radiale du stator	173
Figure 141 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du rayon extérieur du noyau de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502	175
Figure 142 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction de la longueur de bout de griffe de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502	175
Figure 143 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du nombre de couches de conducteur stator de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502 .	175
Figure 144 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du nombre de conducteurs par couche au rotor de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502	175
Figure 145 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du coefficient de pondération de la longueur d'encastrement de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502	176
Figure 146 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502	178
Figure 147 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502	178
Figure 148 : Courbes de première aimantation des matériaux magnétiques au rotor	180
Figure 149 : Paramétrage du stator et du rotor (en rouge) (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radiale du stator	181
Figure 150 : Débit batterie à 1800 tr/min calculé avec le modèle reluctant et avec le modèle éléments finis (EF) pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au rotor	182
Figure 151 : Écart sur l'estimation des débits batterie calculés à 1800 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au rotor.....	182
Figure 152 : Débit batterie à 6000 tr/min calculé avec le modèle reluctant et avec le modèle éléments finis (EF) pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au rotor	182
Figure 153 : Écart sur l'estimation des débits batterie calculés à 6000 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au rotor.....	182
Figure 154 : Iso-induction à 1800 tr/min du rotor de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK18	184
Figure 155 : Iso-induction à 1800 tr/min du stator de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK18	184
Figure 156 : Iso-induction à 1800 tr/min du rotor de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK1	185
Figure 157 : Iso-induction à 1800 tr/min du stator de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK1	185
Figure 158 : Iso-induction à 1800 tr/min du rotor de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK502	185
Figure 159 : Iso-induction à 1800 tr/min du stator de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK502	185

Figure 160 : Paramétrage du stator et du rotor (en rouge) (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radiale du stator	187
Figure 161 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du rayon extérieur du noyau pour l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18.....	188
Figure 162 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction de la longueur de bout de griffe pour l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18.....	188
Figure 163 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du nombre de couches de conducteur stator pour l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18	189
Figure 164 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du nombre de conducteurs par couche au rotor pour l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18.....	189
Figure 165 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du coefficient du diamètre de conducteur stator pour l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18.....	189
Figure 166 : Densité de courant dans les conducteurs stator à 1800 tr/min en fonction du diamètre des conducteurs stator pour le dimensionnement de l'alternateur avec un rotor en AFK18	190
Figure 167 : Largeur de bas de dent en fonction du diamètre des conducteurs stator pour le dimensionnement de l'alternateur avec un rotor en AFK18.....	190
Figure 168 : Iso-induction à 1800 tr/min du rotor de l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18	191
Figure 169 : Iso-induction à 1800 tr/min du stator de l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18	191
Figure 170 : Paramétrage du noyau	200
Figure 171 : Paramétrage de la partie noyau-plateau1	201
Figure 172 : Paramétrage du plateau1	201
Figure 173 : Paramétrage des plateau2	202
Figure 174 : Paramétrage des coudes	202
Figure 175 : Paramétrage des griffes	203
Figure 176 : Paramétrage de la culasse	204
Figure 177 : Trajet du flux moyen dans l'espace inter griffe.....	205
Figure 178 : Trajet du flux moyen dans l'espace inter griffe principale selon la coupe BB	205
Figure 179 : Trajet du flux moyen dans l'espace inter griffe principale selon la coupe AA	205
Figure 180 : Paramétrage de la surface d'échange du tube flux griffe - griffe	205
Figure 181 : Paramétrage du tube flux griffe - griffe	205
Figure 182 : Paramétrage d'un tube flux en arc de cercle	208
Figure 183 : Paramétrage du tube de flux de fuites dessous griffe - dessous griffe	208
Figure 184 : Surface de passage du flux de fuites entre griffes par le stator au niveau de l'entrefer	210
Figure 185 : Parcours du flux de fuites entre griffes par le stator	210
Figure 186 : Les perméances dans l'air en fonction de la position du rotor	211
Figure 187 : Position angulaire α	211
Figure 188 : Position angulaire β	211
Figure 189 : Section de passage du flux de fuites entre griffes par le stator en intégrant l'effet de peau	213
Figure 190 : Paramétrage du tube de flux de fuite noyau - noyau	214
Figure 191 : Paramétrage du tube de flux de fuite noyau - côté plateau1	215
Figure 192 : Paramétrage du tube de flux de fuite entre griffe - plateau 1 et 2	215
Figure 193 : Paramétrage du tube de flux de fuite bout griffe - coude.....	216
Figure 194 : Paramétrage du tube de flux de fuite dessus plateau1 - bout griffe.....	216
Figure 195 : Paramétrage du tube de flux de fuites dessus et coté plateau 1 - dessous griffe	217

Figure 196 : Paramétrage du tube de flux de fuite griffe - noyau.....	218
Figure 197 : Paramétrage du tube de flux de fuite entre coude - stator.....	219
Figure 198 : Paramétrage du tube de flux de fuite entre coude - stator.....	219
Figure 199 : Paramétrage du rotor avec un noyau encastré plein (en rouge) (a) Coupe longitudinal de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A.....	223
Figure 200 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK1.....	224
Figure 201 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK1.....	224
Figure 202 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK502.....	224
Figure 203 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK502.....	224
Figure 204 : Paramétrage du rotor avec un noyau encastré (en rouge) (a) Coupe longitudinal de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A.....	225
Figure 205 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK1.....	226
Figure 206 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK1.....	226
Figure 207 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502.....	226
Figure 208 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502.....	226
Figure 209 : Paramétrage du stator et du rotor avec un noyau encastré plein (en rouge) (a) Coupe longitudinal de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radial du stator.....	228
Figure 210 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné pour $p = 4$ avec un noyau encastré en AFK502.....	228
Figure 211 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné pour $p = 4$ avec un noyau encastré en AFK502.....	228
Figure 212 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné pour $p = 5$ avec un noyau encastré en AFK502.....	229
Figure 213 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné pour $p = 5$ avec un noyau encastré en AFK502.....	229
Figure 214 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné pour $p = 6$ avec un noyau encastré en AFK502.....	229
Figure 215 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné pour $p = 6$ avec un noyau encastré en AFK502.....	229
Figure 216 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné pour $p = 7$ avec un noyau encastré en AFK502.....	230
Figure 217 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné pour $p = 7$ avec un noyau encastré en AFK502.....	230
Figure 218 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné pour $p = 8$ avec un noyau encastré en AFK502.....	230
Figure 219 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné pour $p = 8$ avec un noyau encastré en AFK502.....	230

Figure 220 : Paramétrage du stator et du rotor (en rouge) (a) Coupe longitudinal de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radial du stator 233

Table des tableaux

Tableau 1 : Répartition des pertes en fonction de la charge et de la vitesse	43
Tableau 2 : Répartition des pertes sur un cycle VDA	43
Tableau 3 : Comparaisons des débits pour différents matériaux magnétiques doux	46
Tableau 4 : Propriétés physiques des FeSiNO	48
Tableau 5 : Propriétés physiques des alliages FeCo	49
Tableau 6 : Pertes magnétiques à 400Hz pour différents alliages et une épaisseur de 0,1mm [13]	49
Tableau 7 : Propriétés physiques catalogues des principaux matériaux magnétiques doux pour la conception de machines tournantes	51
Tableau 8 : Propriétés physiques des principaux aimants	54
Tableau 9 : Performances de l'alternateur initial	70
Tableau 10 : Performances des alternateurs avec aimants	71
Tableau 11 : Paramètres d'entrée (optimisé et fixé) pour un dimensionnement complet de l'alternateur	74
Tableau 12 : Contraintes de dimensionnement du rotor	74
Tableau 13 : Contraintes de dimensionnement du stator	75
Tableau 14 : Estimations des performances des différents modèles pour un calcul du courant batterie moyen	76
Tableau 15 : Performances de l'alternateur initial	89
Tableau 16 : Analyse du contexte de modélisation afin de choisir le modèle reluctant le plus adapté à l'étude	92
Tableau 17 : Caractéristiques géométriques et électriques du stator initial	137
Tableau 18 : Calcul des débits à 1800 tr/min et à 6000 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF pour l'alternateur initial et l'alternateur prédimensionné	139
Tableau 19 : Géométrie du rotor de l'alternateur initial et de l'alternateur prédimensionné	140
Tableau 20 : Résultats de l'étude de sensibilité sur les paramètres du rotor	143
Tableau 21 : Plage de variation des paramètres d'optimisation pour le noyau classique	144
Tableau 22 : Calcul des débits à 1800 tr/min pour l'alternateur initial, l'alternateur prédimensionné et l'alternateur dimensionné	144
Tableau 23 : Comparaison des paramètres optimisés au rotor entre l'alternateur initial, l'alternateur prédimensionné avec un noyau classique et l'alternateur dimensionné avec un noyau classique	145
Tableau 24 : Valeur de la longueur d'encastrement pour l'étude paramétrique	147
Tableau 25 : Plage de variation des paramètres d'optimisation pour le noyau encastré	148
Tableau 26 : Calcul des débits à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour les alternateurs avec aimants, l'alternateur initial, l'alternateur dimensionné avec un noyau classique en AFK502 et l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502	149
Tableau 27 : Comparaison des paramètres optimisés au rotor entre l'alternateur initial, l'alternateur prédimensionné avec un noyau classique, l'alternateur dimensionné avec un noyau classique et l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré	149
Tableau 28 : Calcul des débits à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour l'alternateur référence, l'alternateur initial, l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré et l'alternateur dimensionné avec un noyau Z	152
Tableau 29 : Débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min calculés avec le modèle EF pour l'alternateur initial avec des noyaux encastrés pleins en SAE1005, AFK1, AFK18 et AFK502	155

Tableau 30 : Paramètres optimisés du rotor pour les prédimensionnement avec un noyau en FeCo pour les différents FeCo	156
Tableau 31 : Débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min calculés avec le modèle EF pour l'alternateur initial et les alternateurs prédimensionnés avec des noyaux encastrés pleins en FeCo	158
Tableau 32 : Paramètres optimisés du rotor pour les dimensionnements avec un noyau en FeCo pour les différents FeCo	160
Tableau 33 : Débits batterie calculés à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour les alternateurs à aimants, l'alternateur initial et les alternateurs dimensionnés avec des noyaux encastrés en FeCo	160
Tableau 34 : Caractéristiques des alternateurs dimensionnés avec un noyau en AFK18, AFK1 et AFK502 et de l'alternateur initial	161
Tableau 35 : Paramètres optimisés au rotor et au stator pour les prédimensionnement avec un noyau en AFK502 en fonction du nombre de paires de pôles	168
Tableau 36 : Débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min calculés avec le modèle EF pour les alternateurs prédimensionnées avec un noyau encastré en AFK502 en fonction du nombre de paires de pôles	170
Tableau 37 : Résultats de l'étude de sensibilité sur les paramètres géométriques et électriques du rotor et du stator pour le dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502	173
Tableau 38 : Classement des paramètres géométriques et électriques du rotor et du stator en fonction de leur sensibilité pour le dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502	173
Tableau 39 : Paramètres optimisés au rotor et au stator pour le dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502	174
Tableau 40 : Débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour les alternateurs avec aimant, l'alternateur initial et les alternateurs dimensionnés avec un noyau encastré en AFK502 avec une optimisation du rotor et une optimisation complète	176
Tableau 41 : Valeurs des paramètres optimisés en dimensionnement pour l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502, pour l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK502 et pour l'alternateur initial	177
Tableau 42 : Paramètres d'optimisation du rotor et du stator pour les prédimensionnement avec un rotor en FeCo	181
Tableau 43 : Débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour l'alternateur initial et les alternateurs prédimensionnés avec des rotors en FeCo	183
Tableau 44 : Masse des rotors pour l'alternateur initial et les alternateurs prédimensionnés avec les rotors en FeCo (AFK1, AFK18 et AFK502)	184
Tableau 45 : Résultats de l'étude de sensibilité sur les paramètres géométriques et électriques du rotor et du stator pour le dimensionnement avec un rotor en AFK18	187
Tableau 46 : Classement des paramètres géométriques et électriques du rotor et du stator en fonction de leur sensibilité pour le dimensionnement avec un rotor en AFK18	187
Tableau 47 : Paramètres optimisés au rotor et au stator pour le dimensionnement avec un rotor en AFK18	188
Tableau 48 : Débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour les alternateurs à aimants, l'alternateur initial et l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18	190
Tableau 49 : Valeurs des paramètres optimisés en dimensionnement pour l'alternateur dimensionné avec un rotor AFK18, pour l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK18 et pour l'alternateur initial	191
Tableau 50 : Caractéristiques du rotor de l'alternateur initial et des alternateurs prédimensionnés avec un noyau encastré en AFK18, AFK1 et AFK502	223

<i>Tableau 51 : Plage de variation des paramètres de dimensionnement pour le dimensionnement du rotor avec un noyau encastré en AFK18.....</i>	<i>225</i>
<i>Tableau 52 : Plage de variation des paramètres de dimensionnement pour le dimensionnement du rotor avec un noyau encastré en AFK1.....</i>	<i>225</i>
<i>Tableau 53 : Plage de variation des paramètres de dimensionnement pour le dimensionnement du rotor avec un noyau encastré en AFK502.....</i>	<i>225</i>
<i>Tableau 54 : Caractéristiques rotor et stator de l'alternateur initial et des alternateur prédimensionnées avec un noyau encastré en AFK502 avec $p = 4$, $p = 5$, $p = 6$, $p = 7$ et $p = 8$.....</i>	<i>227</i>
<i>Tableau 55 : Plage de variation des paramètres de dimensionnement pour un dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502</i>	<i>231</i>
<i>Tableau 56 : Caractéristiques rotor et stator de l'alternateur initial et des alternateur prédimensionnées avec des rotors en FeCo</i>	<i>232</i>
<i>Tableau 57 : Plage de variation des paramètres de dimensionnement pour le dimensionnement de l'alternateur avec un rotor en AFK18.....</i>	<i>222</i>

Introduction générale

Dans l'industrie automobile, l'alternateur à griffes est l'alternateur le plus utilisé de par sa robustesse et son faible coût de production. Sa conception intègre généralement des matériaux magnétiques doux conventionnels, et souvent de bas de gamme, ce qui limite son efficacité et sa puissance volumique. Afin d'augmenter sa puissance massique, la solution la plus répandue consiste à insérer des aimants permanents de type NdFeB entre les griffes. Ces dernières années, le prix des terres rares et donc des aimants NdFeB a beaucoup augmenté sous le quasi-monopole chinois avec une envolée des prix courant 2011. Cette situation économique est légitimement inquiétante pour une entreprise telle que Valeo qui ne peut se permettre de voir le prix de revient de certaines gammes d'alternateurs fluctuer de façon importante. On comprend alors qu'il est impératif de trouver une nouvelle solution technique permettant de s'affranchir de l'utilisation des aimants NdFeB dans la conception des alternateurs à griffes tout en conservant la même puissance volumique.

Ces travaux de thèse ont pour objectif d'apporter une solution à cette problématique. Ils sont menés dans le cadre d'une convention Cifre avec Valeo mais aussi dans le cadre du projet FUI 3MT « Matériaux magnétiques pour machines et transformateurs » en collaboration avec les producteurs d'aciers ArcelorMittal et Aperam. La solution étudiée pour répondre à cette problématique consiste à utiliser des matériaux magnétiques doux nobles tels que les alliages fer cobalt (FeCo avec les nuances AFK18, AFK1 et AFK502) pour la conception des alternateurs sans aimants. De par le coût élevé de ces matériaux, dans la majorité de l'étude nous avons limité leur utilisation au noyau de l'alternateur même si leur utilisation au rotor est présentée.

Dans le Chapitre I, nous verrons les généralités sur l'alternateur à griffes, un état de l'art sur les matériaux magnétiques utilisés dans la conception des machines électriques tournantes et pour finir nous présenterons le contexte économique de l'étude et le besoin qui en découle.

Le premier point décrit la structure, le principe de fonctionnement et les améliorations récentes apportées à l'alternateur à griffes. Il permet de se familiariser avec l'alternateur à griffes qui nous le verrons est une machines synchrone 3D atypique.

Le second point présente un état de l'art sur les matériaux magnétiques utilisés dans la conception des machines électriques tournantes. Nous verrons l'importance des matériaux magnétiques doux ainsi que l'apport des matériaux magnétiques durs (aimants permanents) pour construire des machines électriques compactes tout en limitant les pertes fer.

Pour finir, l'enjeu économique associé aux terres rares est expliqué et justifie le besoin de concevoir des alternateurs à griffes sans aimant ayant une puissance volumique équivalente à celle des alternateurs à griffes avec aimants.

Dans le Chapitre II, nous verrons le choix de la démarche de dimensionnement pour l'alternateur à griffes sans aimant. Ce choix est généralement fonction du contexte d'optimisation, c'est-à-dire de la machine à dimensionner, du cahier des charges, de la solution technique envisagée ou encore des outils logiciels à disposition. La connaissance et l'analyse du contexte permettront de justifier la considération ou non de différents niveaux de modélisations à intégrer à la démarche de dimensionnement et donc du ou des modèles à développer. Nous verrons également le choix de la ou des méthodes de résolution à adopter pour le problème de dimensionnement.

Dans le Chapitre III, nous développerons les modèles de la démarche de dimensionnement à deux niveaux de modélisation qui a été retenu au chapitre II. Nous verrons un modèle basé sur la méthode des réseaux de reluctances et un modèle basé sur la méthode éléments finis.

Le modèle relucant est construit afin de répondre aux exigences de rapidité, précision et robustesse nécessaires en optimisation dans le cadre du prédimensionnement. Pour valider ces deux derniers critères, nous réaliserons différentes simulations et analyserons les résultats de calculs sur des grandeurs locales et globales. Ces simulations seront réalisées pour deux alternateurs ayant des caractéristiques différentes.

Le modèle éléments finis est développé afin d'obtenir un modèle précis en vue d'effectuer des dimensionnements fins. Cette précision permet également de considérer ces résultats de calcul comme les références de validation pour le modèle relucant. Son originalité est apportée par un paramétrage complet des différentes caractéristiques géométriques et électriques nécessaires en optimisation.

Le Chapitre IV présente deux études menées sur l'utilisation optimale d'un noyau en FeCo. Pour ces deux études, nous avons simplifié le problème d'optimisation en considérant les caractéristiques géométriques et électriques stator constantes.

Dans la première étude, nous verrons l'identification de la géométrie de noyau permettant d'exploiter au mieux les propriétés magnétiques des FeCo. La difficulté majeure est liée aux propriétés magnétiques très différentes entre les matériaux du noyau (Fer Cobalt – FeCo ayant une forte perméabilité et une forte polarisation à saturation) et les roues polaires (Acier plus dur et beaucoup moins performants). L'écart, en particulier, entre les aimantations à saturation de ces matériaux nécessite une adaptation de la géométrie du noyau afin d'exploiter au mieux les propriétés magnétiques du FeCo.

Dans la seconde étude, nous chercherons à déterminer le potentiel de gain en débit batterie suivant la nuance de FeCo utilisé au noyau. Cette étude est essentielle, car elle permettra de déterminer le meilleur compromis coût/performance.

Le Chapitre V, est dédié à l'optimisation complète de l'alternateur à griffes sans aimants en relâchant les contraintes au niveau des caractéristiques rotoriques et statoriques. Nous présenterons d'une part un dimensionnement avec un noyau encastré en AFK502 et d'autre part une étude considérant un rotor totalement en FeCo sera développée.

Dans la première partie, en réalisant une optimisation complète de l'alternateur, nous chercherons à évaluer le gain potentiel en débit batterie apporté par l'utilisation d'un noyau en AFK502. On entend par dimensionnement complet une optimisation du rotor et du stator intégrant également le nombre optimal de paires de pôles.

Dans la seconde partie, afin d'apporter une solution technique utilisant un taux volumique de cobalt au rotor équivalent à celui utilisé dans un noyau en AFK502, nous verrons le dimensionnement d'un alternateur avec un rotor en AFK18. Ce dimensionnement est réalisé en optimisant le rotor et le stator de l'alternateur, mais à nombre de paires de pôles fixe ($p = 6$). Des prédimensionnements avec des rotors en AFK1 et en AFK502 ont également été réalisés à titre comparatif.

Pour finir, une conclusion générale rappelle les principaux résultats de chacun de ces chapitres et nous verrons également les perspectives qui se dégagent pour la suite de ce travail.

Nomenclature

Paramètres géométriques		
Symbole	Définition	Unité
H_c	Hauteur de la culasse	pu
H_d	Hauteur d'une dent stator	pu
$H_{encoche}$	Hauteur d'encoche	pu
H_{isthme}	Hauteur d'isthme d'encoche	pu
β_{isthme}	Angle d'ouverture d'isthme	°
$H_{fermeture\ encoche}$	Hauteur fermeture encoche	pu
$L_{fermeture\ encoche}$	Longueur fermeture encoche	pu
$L_{ouv\ encoche}$	Longueur d'ouverture encoche	pu
$L_{encoche}$	Largeur d'encoche	pu
L_d	Largeur d'une dent à mi-hauteur de dent	pu
$L_{d\ bas}$	Largeur d'une dent en bas de l'encoche	pu
L_s	Longueur paquet de tôles stator	pu
$L_{têtes\ bobines}$	Longueur des têtes de bobines	pu
$E_{entrefer}$	Entrefer	pu
H_{baseg}	Hauteur de la base des griffes	pu
H_{boutg}	Hauteur du bout des griffes	pu
L_{baseg}	Largeur supérieure de la base des griffes	pu
L_{boutg}	Largeur supérieure du bout des griffes	pu
L_{coude}	Largeur du coude	pu
H_p	Hauteur du plateau 1 et du plateau 2	pu
H_{p1}	Hauteur du plateau 1	pu
H_{p2}	Hauteur du plateau 2	pu
E_p	Epaisseur du plateau	pu
$E_p\ encastrément$	Longueur d'encastrement	pu
$\beta_{entonnoir}$	Angle d'ouverture de l'entonnoir du noyau	°
$H_{\beta n}$	Hauteur de l'entonnoir du noyau	pu
$L_{\beta n}$	Longueur de l'entonnoir du noyau	pu
L_n	Longueur du noyau	pu
R_{sext}	Rayon extérieur du stator	pu
R_{sint}	Rayon intérieur du stator	pu
R_{rext}	Rayon extérieur du rotor	pu
R_{next}	Rayon extérieur du noyau	pu
R_{nint}	Rayon intérieur du noyau	pu
P	Nombre de paire de pôles	
$M_{asse\ noyau}$	Masse du noyau	kg

Paramètres électriques et magnétiques		
Symbole	Définition	Unité
$\rho_{cu}(T)$	Résistivité du cuivre en fonction de la température	pu
ρ_{cu0}	Résistivité du cuivre à 0°C	pu
α_{cu}	Coefficient de température du cuivre à 0°C	pu
N_s ou $Nb_{couche\ cond\ stator}$	Nombre de couche de conducteur stator en parallèle par encoche	pu
$Nb_{cond\ stator\ //}$	Nombre de fil stator en parallèle	pu
$Nb_{condenc}$	Nombre de conducteur stator par encoche	pu
Nb_{enc}	Nombre d'encoche stator	pu
Nb_{phase}	Nombre de phases par système triphasé	pu
N	Nombre de conducteurs stator par encoche par pôle et par phase	pu
$Nb_{spires/pôle/phase}$	Nombre de spires stator par pôle et par phase	pu
$Nb_{spires/phase}$	Nombre de spire stator par phase	pu
$D_{cond\ stator}$	Diamètre des conducteurs stator	pu
$E_{isolant\ stator}$	Epaisseur isolant stator	pu
$Nb_{système\ triphasé}$	Nombre de système triphasé	pu
$T_{conducteur\ stator}$	Température des conducteurs stator	pu
$D_{ensite\ courant\ stator}$	Densité de courant dans les conducteurs stator	pu
$S_{cond\ stator}$	Section d'un conducteur stator	pu
$L_{spire\ stator}$	Longueur d'une spire stator	pu
R_s	Résistance de phase stator	pu
$P_{pertes\ joule\ stator}$	Pertes Joule du bobinage stator	pu
N_{ex}	Nombre de spire rotor	pu
$Nb_{cond\ rotor/couche}$	Nombre de conducteur rotor par couche	pu
$Nb_{couche\ cond\ rotor}$	Nombre de couche de conducteur rotor	pu
$D_{cond\ rotor}$	Diamètre des conducteurs rotor	pu
$E_{isolant\ rotor}$	Epaisseur isolant rotor	pu
$T_{cond\ rotor}$	Température des conducteurs rotor	pu
$S_{cond\ rotor}$	Section d'un conducteur rotor	pu
$L_{spire\ rotor}$	Longueur d'une spire rotor	pu
R_{ex}	Résistance du bobinage d'excitation	pu
$P_{pertes\ joule\ rotor}$	Pertes Joule du bobinage rotor	pu
ϕ_0	Flux inducteur	pu
ϕ_I	Flux induit	pu
ϕ_r	Flux résultant	pu
ϕ_{Dent}	Somme du flux des dents sur un pas polaire	pu
Ω_{rotor}	Vitesse de rotation du rotor	pu
δ	Angle interne	pu

Paramètres électriques et magnétiques		
Symbole	Définition	Unité
FEM	Force électromotrice	pu
E₀	Force électromotrice à vide	pu
E_r	Force électromotrice en charge	pu
I_{ex}	Courant d'excitation	pu
I_s	Courant crête dans une bobine stator	pu
I_{diode}	Courant de diode	pu
I_{ligne}	Courant de ligne	pu
I_{batt}	Courant batterie	pu
U_{batt}	Tension batterie	pu
V	Tension en sortie d'alternateur calculée	pu
V_{ref}	Tension en sortie d'alternateur de référence	pu
V_{seuil diode}	Tension de seuil d'une diode	pu
K_{double pont}	Coefficient équivalent pour les deux ponts redresseurs	pu
R_{diode}	Résistance d'une diode	pu
N_{diode}	Nombre de diodes	pu
P_{Joule diode}	Pertes Joule dans les diodes	pu
FMM	Force magnétomotrice	pu
θ_{électrique}	Angle électrique	pu
θ_{électrique dentn}	Position angulaire électrique de chaque dent "n"	pu
μ₀	Perméabilité magnétique du vide	pu
μ_r	Perméabilité relative	pu
a	Coefficient de réglage du coude	pu
J	Densité de courant	pu
$\frac{\partial B}{\partial t}$	Variation de l'induction magnétique en fonction du temps	pu
H	Champ magnétique	pu
B_{noyau entonnoir}	Induction de l'entonnoir du noyau	pu
B_{jonction noyau-plateau}	Induction dans le plateau 1 à la jonction noyau-plateau	pu
B_{noyau}	Induction du noyau	pu
P_{tot}	Pertes fer totales	pu
P_{hyst}	Pertes par hystérésis	pu
P_{cl}	Pertes fer classiques	pu
P_{ex}	Pertes fer par excès	pu
K_h	Coefficient des pertes fer par hystérésis	pu
K_e	Coefficient des pertes fer par excès	pu
B_{max}	Valeur maximale de l'induction sur une période électrique	pu

Chapitre I Présentation de l'étude

Table des matières - Chapitre 1

Chapitre I	Présentation de l'étude.....	28
I.1	Introduction.....	31
I.2	L'alternateur à griffes	31
I.2.1	Structure de l'alternateur à griffes	31
I.2.1.1	Le rotor	32
I.2.1.2	Le stator	33
I.2.1.3	Le pont redresseur	34
I.2.1.4	Le régulateur.....	35
I.2.1.5	Les paliers.....	36
I.2.1.6	Le système de refroidissement	36
I.2.2	Principe et caractéristiques de fonctionnement	36
I.2.2.1	Principe de fonctionnement.....	36
I.2.2.2	Caractéristiques de fonctionnement	37
I.2.2.2.a	Caractéristique à vide	37
I.2.2.2.b	Caractéristique en charge.....	38
I.2.2.2.c	Les différentes pertes.....	39
I.2.2.2.d	La répartition des pertes.....	43
I.2.3	Améliorations récentes	44
I.2.3.1	Réduction des pertes.....	44
I.2.3.1.a	Réduction des pertes fer stator.....	44
I.2.3.1.b	Réduction des pertes fer rotor.....	44
I.2.3.1.c	Réduction des pertes Joule stator.....	45
I.2.3.1.d	Une idée originale, compenser la réaction magnétique d'induit	45
I.2.3.2	Augmentation du débit	46
I.3	Les machines électriques et les matériaux magnétiques	46
I.3.1	Les matériaux magnétiques doux	47
I.3.1.1	Les matériaux magnétiques doux laminés.....	48
I.3.1.1.a	Les tôles FeSi.....	48
I.3.1.1.b	Les tôles FeCo	48
I.3.1.2	Les matériaux massifs	49
I.3.1.3	Les matériaux composites (SMC) ou poudres.....	50
I.3.1.4	Résumé sur les matériaux magnétiques doux.....	50

I.3.2	Les matériaux magnétiques durs	51
I.3.2.1	Les ferrites	52
I.3.2.2	Les Alnico	53
I.3.2.3	Les terres rares.....	53
I.3.2.4	Résumé sur les matériaux magnétiques durs	53
I.4	L'enjeu économique des terres rares	54
I.5	Conclusion	56

I.1 Introduction

Dans un premier temps, ce chapitre a pour but de présenter la structure, le principe de fonctionnement et les améliorations récentes apportées à l'alternateur à griffes. Le premier point permet de se familiariser avec la structure de l'alternateur à griffes qui, nous le verrons, est différente de celle des machines synchrones classiques. Le second point décrit les principales caractéristiques de fonctionnement de cet alternateur et le troisième point présente les dernières améliorations apportées.

Dans un second temps, un état de l'art sur les matériaux magnétiques utilisés dans la conception des machines électriques tournantes est exposé. Nous verrons l'importance d'utiliser des matériaux magnétiques doux ainsi que l'apport des matériaux magnétiques durs (aimants permanents) pour construire des machines électriques compactes tout en limitant les pertes fer.

Pour finir, nous présentons le contexte économique de l'étude et le besoin qui en découle. Ce contexte comprend principalement l'enjeu économique associé aux terres rares. Nous verrons qu'il justifie le besoin de concevoir des alternateurs à griffes sans aimants ayant une puissance volumique équivalente à celle des alternateurs à griffes avec aimants.

I.2 L'alternateur à griffes

L'alternateur à griffes appartient à la famille des machines synchrones, son principe de fonctionnement en générateur et en moteur est donc bien connu. Dans une voiture, en fonctionnement générateur, l'alternateur est entraîné par le moteur thermique via une courroie. Son rôle est d'alimenter le réseau électrique en courant continu du véhicule, avec notamment la recharge de la batterie.

Afin d'appréhender au mieux cette machine électrique, ce paragraphe présente sa structure, son principe et ses caractéristiques de fonctionnement et pour finir les améliorations récemment apportées.

I.2.1 Structure de l'alternateur à griffes

Un alternateur à griffes est principalement constitué de deux armatures magnétiques, le rotor et le stator qui sont séparés par un entrefer. À ces deux armatures sont associées à au moins un pont redresseur, un régulateur, des paliers et un système de refroidissement. La Figure 1 présente une vue éclatée de l'alternateur à griffes avec aimants.

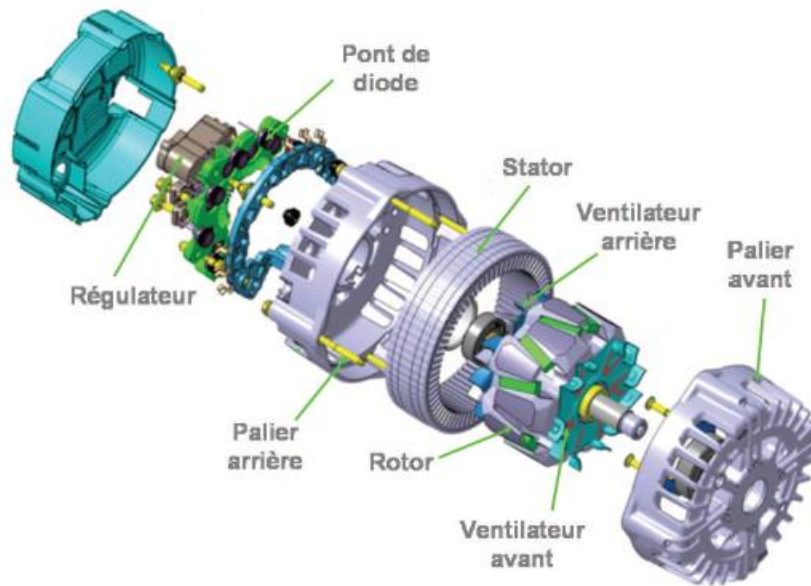


Figure 1 : Vue éclatée de l'alternateur à griffes avec aimants

I.2.1.1 Le rotor

La particularité de cette machine électrique provient de la géométrie de son rotor. Cette dernière permet de n'utiliser qu'une seule bobine d'excitation alimentée à travers un système bagues-balais. La bobine est généralement solidaire du noyau magnétique et est enserrée entre les deux roues polaires porteuses des fameuses griffes (Figure 2). Les griffes de chacune des roues polaires s'intercalent les unes entre les autres.



Figure 2 : Rotor d'un alternateur sans aimant

Certains rotors présentent des aimants à aimantation tangentielle placés dans l'espace inter-griffes (Figure 3). L'utilisation d'aimants inter-griffes permet de réduire les fuites entre griffes tout en polarisant le rotor en inverse. En fonctionnement, le rotor est donc moins saturé pour un flux utile accru.



Figure 3 : Rotor d'un alternateur avec aimants

Sachant que la plage de fonctionnement d'un alternateur est comprise entre 0 et 21000 tr/min, on comprend que les roues polaires soient soumises à des contraintes de tenue mécanique. Le rotor est massif et il est généralement en acier (SAE1005 ou SAE1006). La Figure 4 donne la caractéristique magnétique de l'acier SAE1005.

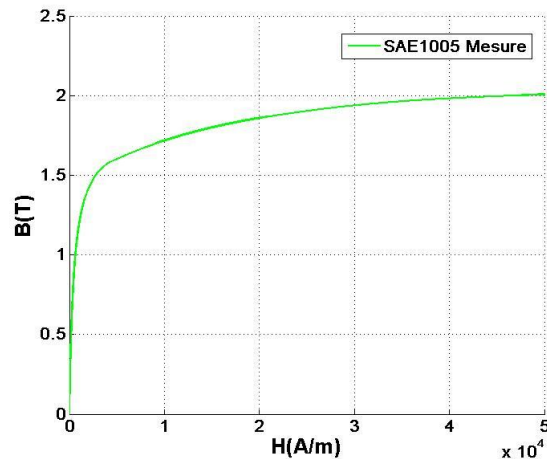


Figure 4 : Caractéristique magnétique du SAE1005 utilisé au rotor

Cette géométrie de rotor atypique conduit à une machine électrique ayant un diamètre plus grand et une longueur plus faible par rapport aux machines synchrones classiques. Son grand avantage réside dans sa facilité de fabrication ce qui réduit le temps de fabrication et donc les coûts de revient.

I.2.1.2 Le stator

Le stator est constitué de tôles feuilletées isolées entre elles, leur épaisseur est comprise entre 0,5 mm et 0,35 mm. L'utilisation de tôles feuilletées permet de réduire les pertes par courants de Foucault par rapport à l'utilisation d'un matériau massif. Les tôles sont encochées afin d'accueillir le bobinage stator (Figure 5).



Figure 5 : Stator d'un alternateur

Le bobinage stator comprend un ou deux systèmes triphasés avec respectivement un ou deux ponts de diodes associés. L'utilisation de deux systèmes triphasés permet de réduire l'ondulation de courant batterie et le bruit sonore d'origine magnétique engendré par les efforts magnétiques dans les tôles. Chaque système triphasé peut être couplé en étoile ou en triangle, mais pour des raisons de fabrication le couplage triangle est souvent privilégié. Généralement, le bobinage est à une encoche par pôle et par phase.

Les matériaux utilisés sont des alliages Fer-Silicium de type M800-50A (Figure 6) ou M800-65A et éventuellement M330-35A.

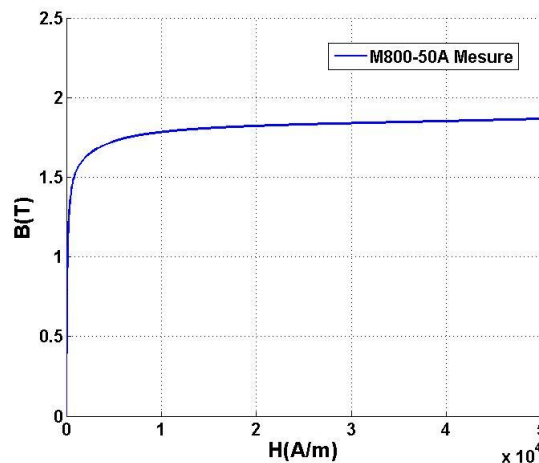


Figure 6 : Caractéristique magnétique du M800-50A utilisé au stator

I.2.1.3 Le pont redresseur

Le pont redresseur est fixé sur le palier arrière (Figure 1), il permet de convertir le courant alternatif (côté alternateur) en courant continu (côté batterie). Comme nous l'avons déjà dit, il peut être simple ou double (redresseur dodécaphasé) et est donc constitué de 6 ou 12 diodes (Figure 7).

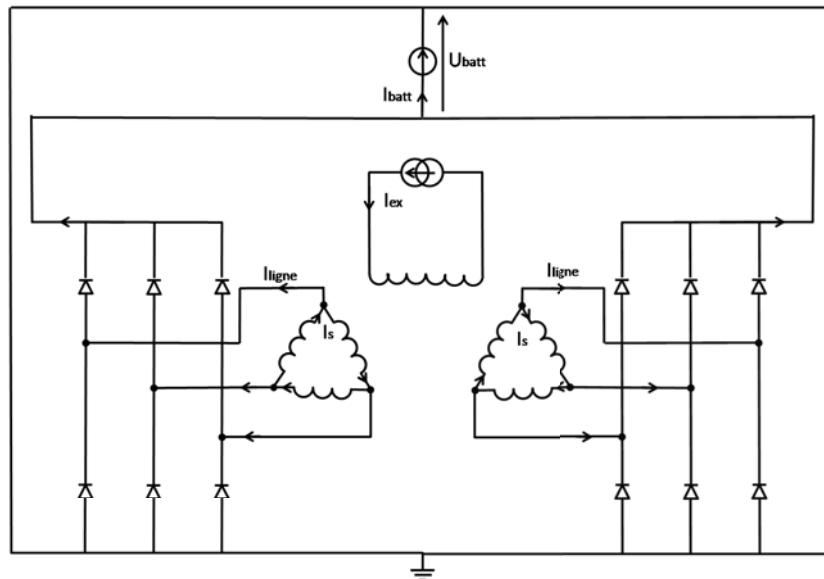


Figure 7 : Schéma électrique de l'alternateur à griffes avec un double pont redresseur

L'utilisation d'un double pont engendre une réduction des pertes Joule suite à la diminution de la résistance des diodes et notamment à la réduction du courant par 2. Elle permet également de réduire l'ondulation du courant dans la batterie, le bruit magnétique dans les tôles stator ou encore les pics de courant dans les diodes lors de leur commutation.

I.2.1.4 Le régulateur

Le régulateur électronique (Figure 8) permet de régler l'excitation afin de recharger la batterie ou d'alimenter le réseau de bord. Il fonctionne en régulateur de tension à la manière d'un hacheur série en ajustant la tension aux bornes du bobinage rotor en fonction de la vitesse et de la puissance demandée. Il est de plus en plus interfacé avec le contrôle moteur ce qui permet d'adapter au mieux le courant d'excitation en fonction de la puissance demandée.

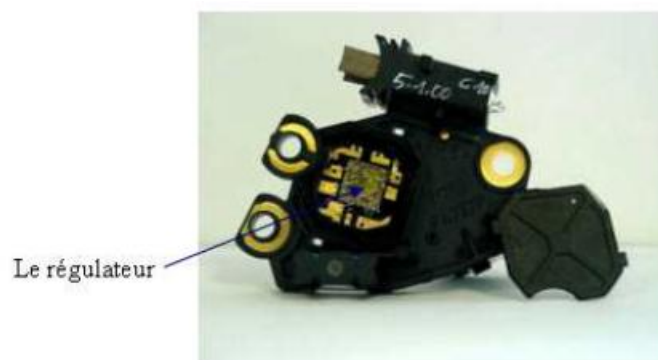


Figure 8 : Le régulateur

I.2.1.5 Les paliers

Les paliers représentent l'armature externe de l'alternateur avec un palier avant et un palier arrière. Ils sont tous les deux en fonte d'aluminium, sont munis de roulements à billes et présentent des ailettes afin d'optimiser le refroidissement de l'alternateur. Ils enserrant le rotor et le stator et soutiennent l'arbre par le biais des roulements. Une courroie assure la liaison entre l'arbre et le moteur thermique. Le palier arrière supporte également le ou les ponts de diodes, le porte-balais et le régulateur.



Figure 9 : Palier avant



Figure 10 : Palier arrière

I.2.1.6 Le système de refroidissement

Le refroidissement d'une machine électrique est essentiel notamment dans un environnement exigeant imposé par la proximité avec un moteur thermique [1]. Il doit permettre d'évacuer les différentes pertes de l'alternateur. Généralement, le refroidissement est assuré par deux ventilateurs placés à chaque extrémité du rotor (Figure 1). Certains alternateurs sont refroidis par liquide circulant autour de la carcasse [7].

I.2.2 Principe et caractéristiques de fonctionnement

L'étude de l'alternateur à griffes nécessite de connaître son principe et ses caractéristiques de fonctionnement. Dans ce qui suit, nous allons voir ces différents points avec dans cet ordre, le principe de fonctionnement puis les caractéristiques de fonctionnement. Nous verrons dans ce dernier point, les caractéristiques à vide et en charge ainsi que les différentes pertes et leurs répartitions.

I.2.2.1 Principe de fonctionnement

L'alternateur à griffes est une machine synchrone, son fonctionnement est donc assez classique. Cependant, nous avons vu que la géométrie de son rotor est complexe ce qui induit un trajet de flux en 3 dimensions (Figure 11). Il est important de bien comprendre ce trajet 3D afin d'appréhender correctement les spécificités de cet alternateur.

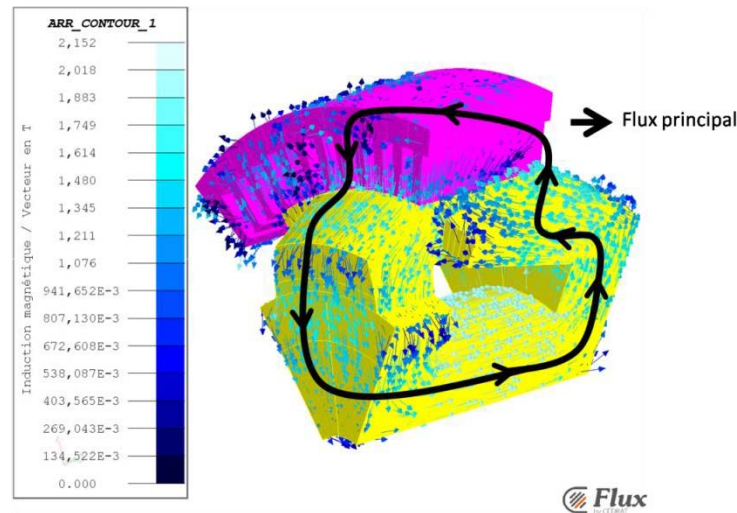


Figure 11 : Trajet du flux dans un alternateur à griffes

La bobine annulaire enroulée autour du noyau génère un flux inducteur axial. On a donc d'un côté du noyau un flux entrant et de l'autre un flux sortant. Ce flux transite verticalement en direction du stator par les deux plateaux qui sont respectivement polarisés nord/sud. Les extrémités de ces plateaux sont généralement rabattues parallèlement au noyau et de forme trapézoïdale formant ce que l'on appelle les griffes. Les griffes ont les mêmes polarités que leur plateau et sont alternées sur la circonférence du rotor formant une alternance de « p » pôle Nord et de « p » pôle Sud. Le flux dans les griffes est axial et radial toujours en direction du stator. Il traverse ensuite l'entrefer pour atteindre le stator. Le trajet du flux dans le stator s'effectue majoritairement dans le plan des tôles (présence d'une composante transverse atténuée par le feuilletage) afin de redescendre dans les griffes adjacentes de polarité opposée.

Le rotor en rotation génère un flux dans les bobines stator ce qui crée une force électromotrice proportionnelle au flux vu par chaque spire et à la vitesse de rotation. On obtient donc un système de tension polyphasé aux bornes du bobinage stator. Quand l'amplitude de la tension du système polyphasé est supérieure à la tension batterie, un courant est généré. En sortie d'alternateur, le courant est alternatif d'où l'utilisation du pont de diodes qui permet de le redresser et d'obtenir du courant continu afin d'alimenter le réseau de bord et/ou de recharger la batterie.

On notera que la géométrie du rotor favorise les fuites magnétiques avec notamment des fuites entre griffes qui peuvent être importantes quand celles-ci saturent.

I.2.2.2 Caractéristiques de fonctionnement

I.2.2.2.a Caractéristique à vide

La caractéristique à vide d'un alternateur en fonction du courant d'excitation indique si la machine a été conçue pour fonctionner sur un point de polarisation plus ou moins saturé. La caractéristique à vide de « l'alternateur initial » obtenue en simulation est donnée par la Figure 12.

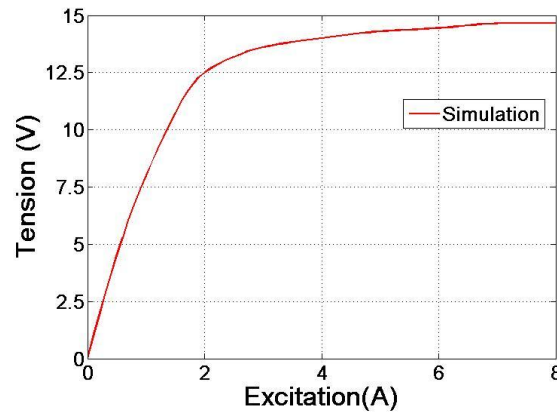


Figure 12 : Caractéristique à vide de l'alternateur initial à 1800 tr/min (Tension simple)

La plage de fonctionnement usuelle de l'alternateur est comprise entre 4 A et 6 A. Le circuit magnétique de l'alternateur est donc saturé notamment à basse vitesse où la réaction magnétique d'induit est faible.

I.2.2.2.b **Caractéristique en charge**

La caractéristique en charge correspond au débit batterie pour différentes vitesses de rotation du rotor. Elle peut être obtenue pour différentes charges et différents courants d'excitation. En fonctionnement réel à pleine charge, la valeur du courant d'excitation maximum est imposée par la valeur de la résistance du bobinage rotor et dépend donc de la température du cuivre (Figure 13). À régime thermique établi, le courant d'excitation est d'environ 5 A.

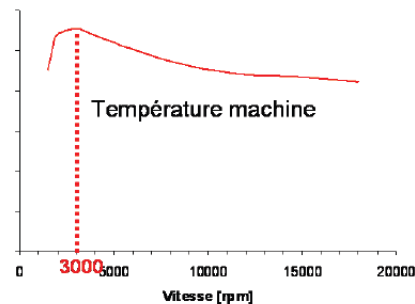


Figure 13 : Température en fonction de la vitesse de rotation [1]

Dans notre cas, la caractéristique en charge a été obtenue en simulation éléments finis avec un courant d'excitation constant (5 A) et en considérant la température constante (135°C). Cette caractéristique permet d'avoir une idée quantitative du débit batterie en fonction de la vitesse (Figure 14).

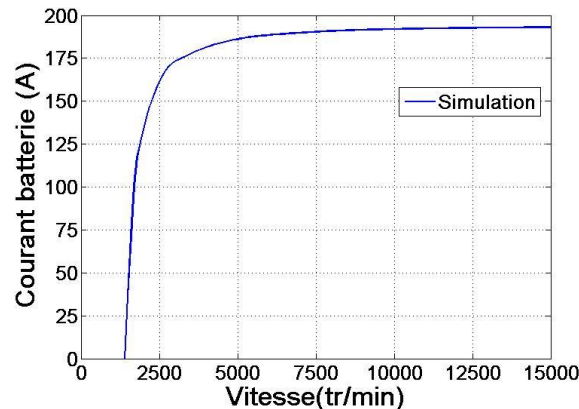


Figure 14 : Caractéristique en charge de l'alternateur initial ($I_{ex} = 5 A$)

On notera qu'à partir de 6000 tr/min, le courant batterie n'augmente quasiment plus, l'alternateur est presque en court-circuit. Dans le secteur de l'automobile Française, le cahier des charges est défini principalement par deux points de fonctionnement, le premier est à 1800 tr/min et le second à 6000 tr/min, mais un troisième point de fonctionnement, à 3000 tr/min est souvent considéré. Ce troisième point correspond au point chaud de la machine (Figure 13). En effet, dans ce cas, le courant batterie est déjà élevé et la vitesse de rotation ne permet pas un refroidissement maximal. Dans le cadre de ce manuscrit, le courant batterie est également nommé "débit batterie" ou encore "débit".

1.2.2.2.c Les différentes pertes

L'alternateur à griffes présente différentes pertes en fonctionnement avec des pertes mécaniques et aérauliques, des pertes Joule et des pertes fer. Ici, nous n'allons pas présenter le calcul de ces différentes pertes (Chapitre 3), mais leurs origines et leur importance respective afin de mieux comprendre les spécificités de la machine.

- Les pertes mécaniques et aérauliques

- Les pertes mécaniques

Les pertes mécaniques sont principalement dues aux roulements à billes et aux frottements entre les bagues et les balais. Ces pertes se calculent à partir de formules empiriques ou d'abaques en fonction du couple de frottement et de la vitesse de rotation. En pratique, il est généralement difficile de dissocier ces pertes des pertes aérauliques.

- Les pertes aérauliques

Les pertes aérauliques sont dues au déplacement des parties mobiles dans l'air, c'est-à-dire, le rotor et les ventilateurs. Elles peuvent être estimées par des formules empiriques, mais sont généralement obtenues par la mesure.

- **Les pertes Joule**

- Les pertes Joule au rotor

Les pertes Joule au rotor sont multiples avec, les pertes Joule dans la bobine d'excitation, les pertes Joule dans les bagues et les balais et les pertes Joule dans le régulateur.

- Les pertes Joule dans la bobine d'excitation dépendent de la résistance du rotor, du courant d'excitation et de la température du cuivre. Même si ces pertes ne sont pas très élevées par rapport aux autres termes de pertes, elles n'en sont pas moins importantes car elles sont difficiles à évacuer.
 - Les pertes Joule dans les bagues et les balais dépendent de la chute de tension entre les bagues et les balais et du courant d'excitation.
 - Les pertes Joule dans le régulateur dépendent de la résistance des transistors de ce dernier, de sa température et du courant d'excitation. Ces pertes sont négligeables devant les deux autres termes de pertes Joule au rotor.

- Les pertes Joule au stator

Les pertes Joule au stator dépendent de la résistance des enroulements stator, de la valeur et de la forme du courant qui les parcourent et de la température du cuivre. Ces pertes sont élevées notamment à hautes vitesses ou le courant stator est maximal. On notera que le couplage triangle couramment utilisé engendre la présence de courant homopolaire (harmoniques trois et multiples). Ces courants génèrent des pertes Joule non négligeables, leur valeur dépend de l'état de saturation de l'alternateur et de sa vitesse de rotation [2].

- Les pertes Joule dans les diodes

Les pertes Joule dans les diodes dépendent de leur tension seuil, de leur résistance et du courant qui les traverse. Ces pertes sont très importantes comme nous le verrons par la suite. Comme nous l'avons déjà évoqué, l'utilisation d'un double pont de diodes permet de les réduire.

- **Les pertes fer**

Les pertes fer dans un alternateur à griffes sont l'un des termes de pertes prédominant voir le terme de pertes prédominant. Elles sont issues de phénomènes microscopiques complexes que l'on traduit généralement avec des modèles macroscopiques. Elles se décomposent en deux termes de pertes avec les pertes statiques et les pertes dynamiques. Les pertes dynamiques sont généralement dissociées en deux composantes, les pertes classiques et les pertes en excès.

$$\frac{W_t}{f} = \frac{W_{hyt}}{f} + \frac{W_{cl}}{f} + W_{ex}$$

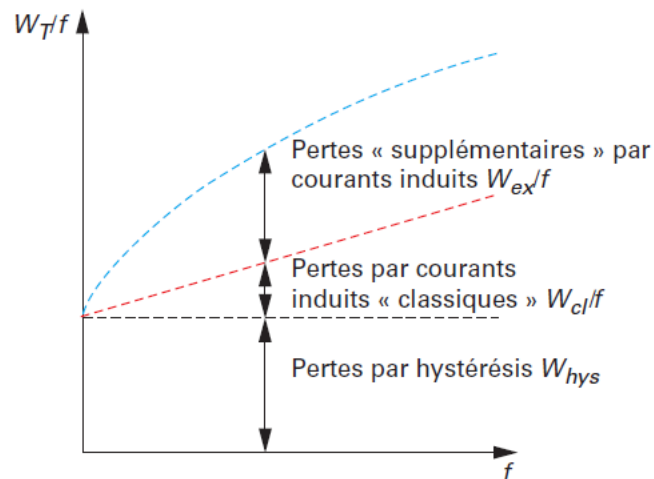


Figure 15 : Décomposition des pertes magnétiques totales par cycle

- Les pertes par hystérésis sont générées par des courants induits microscopiques engendrés par l'accrochage et le décrochage des parois de Bloch lors de leur déplacement sur les joints de grains et les défauts du matériau. Quand on applique un champ lentement variable, on constate que ces déplacements sont irréversibles créant ce que l'on appelle le "cycle d'hystérésis" correspondant aux pertes dans le matériau. Ces pertes sont obtenues à partir d'un essai à basse fréquence (environ 1Hz).
- Les pertes dynamiques correspondent aux pertes supplémentaires obtenues à des fréquences supérieures au Hertz. Une approche courante consiste à les décomposer en deux termes avec les pertes classiques (courant de Foucault) et les pertes en excès.
 Les pertes classiques sont dues aux variations temporelles du flux dans la tôle qui sont à l'origine des courants induits (ou courant de Foucault).
 Les pertes par excès dépendent de la structure des domaines magnétiques du matériau (Nombre de parois...) ce qui implique beaucoup de phénomènes complexes (mouvement irrégulier des parois, annihilation des domaines, rotation des moments magnétiques, courbure des parois ...). Elles intègrent également les pertes induites par d'éventuels harmoniques. Ces pertes sont plus compliquées à calculer suite à leurs origines complexes. Elles sont généralement déterminées en faisant l'écart entre la somme des deux termes précédents et la mesure.
 Le comportement dynamique du matériau se traduit visuellement par une augmentation de la taille du cycle d'hystérésis avec la fréquence, c'est-à-dire, une augmentation du champ coercitif, une diminution de la perméabilité et une augmentation des pertes totales (Figure 16).

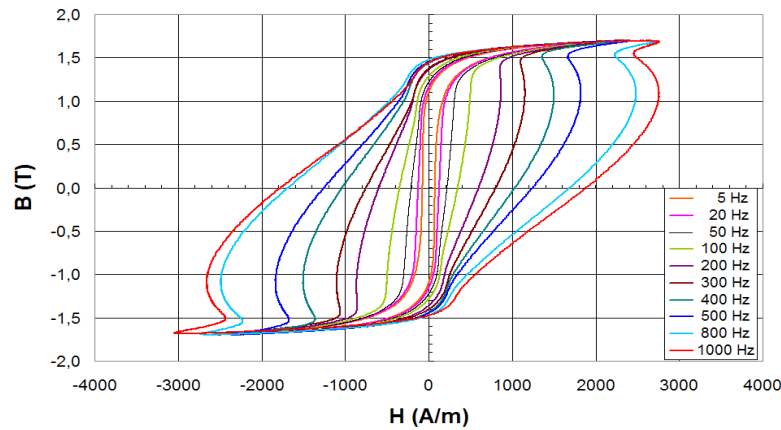


Figure 16 : Influence de la fréquence sur la taille et la forme du cycle d'hystérésis (induction sinus d'amplitude 1,7 T)

Les pertes dans les matériaux magnétiques sont présentes dans l'alternateur à griffes en fonctionnement, on les retrouve au stator et au rotor de l'alternateur:

- Les pertes fer au stator

Les pertes fer au stator sont non négligeables particulièrement à hautes vitesses. Elles favorisent l'échauffement du stator ce qui a pour effet d'augmenter la température des bobines stator est donc les pertes Joule associées.

L'estimation des pertes fer au stator d'un alternateur à griffes est une tâche difficile, car les niveaux d'induction dans les dents varient selon l'axe radial, mais également selon l'axe longitudinal de la machine [3][4][12]. En effet, la forme trapézoïdale des griffes engendre une composante longitudinale du flux dans les dents. Cette composante présente une partie continue et une partie alternative évoluant au double de la fréquence des composantes radiales et tangentielles. Cette composante génère des pertes par courants de Foucault supplémentaires qui viennent s'additionner aux pertes par courants de Foucault d'une machine synchrone au trajet de flux 2D.

- Les pertes fer au rotor

Les pertes fer rotor sont dues à la présence de dents au stator ce qui crée des variations d'induction dans l'entrefer (harmoniques de denture). En rotation, ces variations d'induction induisent des variations temporelles du flux en surface des griffes qui génèrent des courants de Foucault. Le caractère massif des griffes favorise d'autant plus l'apparition de ces courants et les pertes Joule ainsi induites sont non négligeables. Aujourd'hui, aucune formulation analytique ne permet de modéliser correctement un phénomène physique si complexe dans une géométrie de griffes. Henneberger [5] avait trouvé un rapport entre les pertes fer rotor et les pertes fer stator de 2 (stator-rotor, 1-2) à basses vitesses. Ces résultats ont été confirmés par Gimeno [2] lors d'une étude semi-expérimentale à vide. Gimeno a également montré qu'à vide et à hautes vitesses, les pertes fer rotor sont inférieures aux pertes fer stator.

1.2.2.2.d La répartition des pertes

Ces dernières années, plusieurs travaux ont été menés sur l'étude des pertes et leur répartition dans les l'alternateur à griffes [2][3][4].

Dans ses travaux, Bouarroudj a étudié la répartition des pertes en fonction de la charge et de la vitesse de rotation de l'alternateur. Un résumé de cette étude est proposé dans le Tableau 1.

À pleine charge (nominal)					
1800 tr/min	Pertes Joule stator	>	Pertes fer	>	Pertes dans le pont de diodes > Pertes mécaniques
8000 tr/min	Pertes Joule stator	>	Pertes fer	>	Pertes dans le pont de diodes > Pertes mécaniques
À faible charge					
1800 tr/min	Pertes fer	>	Pertes dans le pont de diodes	>	Pertes mécaniques > Pertes Joule stator
8000 tr/min	Pertes fer	>	Pertes mécaniques	>	Pertes dans le pont de diodes > Pertes Joule stator
À moyenne charge					
1800 tr/min	Pertes dans le pont de diodes	>	Pertes Joule stator	>	Pertes fer > Pertes mécaniques
8000 tr/min	Pertes fer	>	Pertes mécaniques	>	Pertes dans le pont de diodes > Pertes Joule stator

Tableau 1 : Répartition des pertes en fonction de la charge et de la vitesse

On note que les pertes fer sont prédominantes pour différents points de fonctionnement avec notamment des pertes fer élevées à faible charge et à faible vitesse ce qui n'est pas courant pour une machine synchrone.

Gimeno, lui, a quantifié la répartition des pertes sur un cycle représentatif du fonctionnement d'un alternateur dans un véhicule nommé VDA (Verband Der Automobilindustrie ou Association de l'Industrie Automobile). La répartition obtenue est présentée par le Tableau 2.

Cycle VDA				
Pertes fer	>	Pertes dans le pont de diodes	>	Pertes Joule stator > Pertes mécaniques

Tableau 2 : Répartition des pertes sur un cycle VDA

Encore une fois, ces résultats mettent en évidence l'importance des pertes fer. Ce constat a orienté Gimeno vers une étude approfondie de ces dernières avec une étude sur l'influence du couplage stator à vide et une étude sur l'impact du redresseur. On constate également que sur un cycle VDA les pertes dans les ponts de diodes sont prédominantes par rapport aux pertes Joule stator.

Les résultats présentés dans les deux études sont cohérents ce qui confirme la répartition des pertes présentées.

I.2.3 Améliorations récentes

Les alternateurs à griffes sont des machines couramment employées dans l'industrie automobile. Cette industrie est très concurrentielle imposant aux équipementiers un besoin d'innovation permanent. À cela vient s'ajouter le besoin d'augmenter la puissance volumique et le rendement des alternateurs afin de diminuer les consommations de carburant et ainsi satisfaire les nouvelles contraintes en matière d'émission de CO₂. On comprend alors que la dynamique d'innovation autour des alternateurs à griffes soit si grande.

Sans se vouloir parfaitement exhaustive, cette partie présente les dernières avancées apportées à l'alternateur à griffes avec un résumé des derniers travaux sur la réduction des pertes et sur l'augmentation du courant batterie à volume donné.

I.2.3.1 Réduction des pertes

I.2.3.1.a Réduction des pertes fer stator

La nuance des tôles classiquement utilisées au stator est M800-50A. Ces tôles présentent des pertes fer massives élevées. Afin de réduire ces pertes, trois axes de recherche ont été explorés:

- L'utilisation d'une tôle de meilleure qualité en M300-35A: Bouarroudj et Li ont montré [3] [6] que l'utilisation de ces tôles permet de diminuer les pertes fer stator par un facteur 3 à hautes vitesses sans dégrader le débit batterie. La diminution des pertes fer est accompagnée d'une réduction de la température du fer de 20°C. Ces deux points engendrent un gain en rendement compris entre 1 % et 5 % en fonction du point de fonctionnement. D'un point de vue industriel, cette solution présente l'avantage d'une application industrielle facile, mais son inconvénient majeur est lié au surcoût du matériau ce qui limite sa mise en place.
- L'étude sur la fente des dents stator sur la moitié de leur hauteur en partant de leur pied. Cette géométrie de dent présentée dans [3] apporte un gain en rendement et en débit à basse vitesse d'environ 4 % et permet de réduire le bruit acoustique d'origine magnétique de 6 dB. L'inconvénient majeur de fendre les dents est induit par le temps de mise en industrialisation et la taille de la largeur de fente qui doit être au minimum égale à la largeur de la tôle.
- Le raccourcissement du pas de bobinage en vue de réduire les pertes fer harmoniques. Avec un pas raccourci de 5/6, les débits obtenus ne varient presque pas. Avec un pas raccourci de 4/6, on observe un basculement du débit batterie avec -15 A à 1800 tr/min et +20 A à 12000 tr/min. Avec un pas raccourci de 4/6, la forme d'onde de la tension simple est plus sinusoïdale ce qui doit se traduire par une réduction des pertes fer, mais cela n'a pu être vérifié en pratique [3].

I.2.3.1.b Réduction des pertes fer rotor

Dans [3], un prototype d'alternateur avec un rotor en poudre a été réalisé afin de réduire les pertes fer au rotor. Cependant, le niveau d'induction du matériau magnétique en poudre étant bien inférieur à celui de l'acier, les débits obtenus sont nettement inférieurs par rapport à ceux de

l'alternateur d'origine. Afin d'effectuer une comparaison objective des pertes fer dans les deux machines, des essais ont été réalisés à iso-débit. À charge partielle et à faible vitesse (1800 tr/min), le rendement diminue de 2 à 4 points selon la charge alors qu'à vitesse élevée (10000 tr/min), on a gain en rendement de 3 points.

I.2.3.1.c Réduction des pertes Joule stator

Les pertes Joule stator peuvent être diminuées en augmentant le coefficient de remplissage d'encoche ou en jouant sur le type de bobinage. Actuellement, le bobinage le plus performant (breveté par l'équipementier Denzo) est un bobinage en épingle réalisé avec du fil de cuivre méplat (carré ou rectangulaire). D'après [7] et [8], ce bobinage permet de passer d'un coefficient de remplissage de 45 % (fil rond) à 70 %. Son arrangement en forme de grille permet également d'améliorer le refroidissement des têtes de bobines tout en réduisant leur longueur (résistance stator plus faible).

Afin de se rapprocher au maximum de ces valeurs de coefficients de remplissage tout en utilisant des fils ronds, les techniques de bobinage stator n'ont pas cessé d'être améliorées. Un travail sur la forme optimale des encoches a également été effectué ce qui permet aujourd'hui d'atteindre des coefficients de remplissage proches des 60 % avec des fils ronds.

Une autre solution envisageable consisterait à utiliser des bobinages concentrés ou dentaires. Les principaux avantages de ce type de bobinage est de permettre un coefficient de remplissage élevé (jusqu'à 75 %) et d'avoir de petites têtes de bobines ce qui permet de réduire la résistance stator [9]. Le désavantage principal est le riche contenu harmonique de l'induction dans l'entrefer ce qui engendre entre autres des ondulations de couple et du bruit acoustique d'origine magnétique. Afin de limiter ces effets, on peut augmenter le nombre de phases stator. Dans [3], un stator à bobinage concentrique a été réalisé. Cependant, le dimensionnement ne semblait pas optimal avec un mauvais compromis "nombre de spire par phase et nombre de bobines en série" réduisant le débit à hautes vitesses. Cette solution mériterait d'être approfondie.

I.2.3.1.d Une idée originale, compenser la réaction magnétique d'induit

L'idée originale consistant à compenser la réaction magnétique d'induit pour diminuer les pertes fer et les pertes Joule au stator a été étudiée dans [4]. Dans un alternateur, la réaction magnétique d'induit provoque une déformation de la FEM ce qui produit des harmoniques engendrant eux-mêmes une augmentation des pertes Joule et des pertes fer.

Le principe retenu consiste à fendre les griffes en leur milieu et à y insérer un ou éventuellement plusieurs aimants. L'entrefer moyen est ainsi augmenté ce qui permet de réduire la réaction magnétique d'induit. D'autre part, l'introduction d'aimants permet de créer un circuit de flux de compensation ayant pour but d'atténuer le flux d'induit.

Les résultats obtenus montrent des débits batterie similaires et un rendement global légèrement meilleur avec une réduction des pertes Joule stator et une augmentation des pertes fer. On notera une réduction de la température du bobinage stator de -9°C induite par une meilleure circulation d'air dans la machine. L'étude proposée n'étant pas complète, il est difficile de conclure, mais les résultats obtenus sont intéressants.

I.2.3.2 Augmentation du débit

Le débit des alternateurs dans un encombrement donné a plus que doublé durant la dernière décennie. Cette augmentation est en partie due à un travail très important réalisé sur l'augmentation des coefficients de remplissage stator et rotor. L'utilisation d'aimants inter-griffes a également joué un rôle déterminant [6] avec des gains en puissance volumiques allant de 20 % à 45 % selon les aimants utilisés (Ferrites ou NdFeB). L'amélioration de l'électronique de puissance a également permis une augmentation du débit batterie de 10 % à 15 % en passant d'un redresseur à diodes classique à un redresseur synchrone (MOSFET et diodes en parallèle). Ce type de redresseur permet également de réduire les pertes en fonctionnement.

Aujourd'hui, l'innovation semble passer par l'utilisation de nouveaux matériaux magnétiques doux avec par exemple les poudres ou encore les FeCo. L'utilisation de poudre présente un désavantage de taille car son aimantation à saturation est inférieure à celle d'un matériau laminé de même composition [10][11]. L'utilisation de FeCo [12] laisse entrevoir des gains en débit assez importants (Tableau 3) justifiés par la haute aimantation à saturation de ces matériaux.

Rotor	SAE1006	AFK502	SAE1006	AFK502
Stator	M800-50A	M800-50A	AFK502	AFK502
Débit 1800 tr/min	85 A	102 A	88 A	105 A
Débit 6000 tr/min	124 A	126 A	123 A	125 A

Tableau 3 : Comparaisons des débits pour différents matériaux magnétiques doux

À basse vitesse, l'utilisation d'un rotor en AFK502 permet d'augmenter le débit de 20 % alors qu'à vitesse élevée, le gain en débit est quasiment nul. En effet, à basse vitesse l'utilisation d'AFK502 permet de réduire le niveau de saturation du rotor ce qui permet de diminuer la réluctance du rotor et donc d'augmenter le débit. À vitesse élevée, l'alternateur étant quasiment en court-circuit, il est peu saturé d'où un gain en débit très faible. Cette étude ayant été faite sans optimisation de l'alternateur, on peut imaginer qu'un dimensionnement adapté de l'alternateur devrait permettre d'obtenir des débits bien plus élevés.

I.3 Les machines électriques et les matériaux magnétiques

Les machines électriques sont fabriquées à partir de matériaux magnétiques comprenant les matériaux magnétiques durs, les matériaux magnétiques doux et éventuellement des matériaux magnétiques mi-durs (Figure 17). Les premiers sont utilisés comme sources de champs magnétiques et sont aussi couramment appelés aimants. Les seconds forment le circuit magnétique des machines électriques et permettent de canaliser le flux généré par les aimants ou les électroaimants (source de champ d'origine électrique).

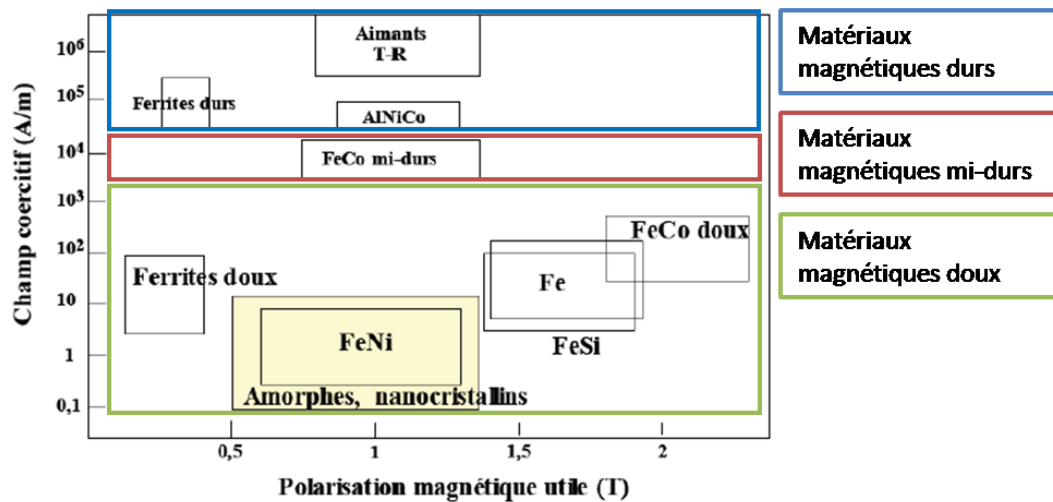


Figure 17 : Les familles de matériaux magnétiques[15]

On comprend aisément que ces matériaux doivent présenter de bonnes propriétés magnétiques. Il est également indispensable qu'ils puissent supporter les efforts magnétiques et mécaniques présents dans les machines tournantes. Enfin, leurs différentes propriétés physiques doivent être les plus stables possible en fonction de la température qui, elle, est généralement variable dans une machine électrique en fonctionnement.

Ce paragraphe présente plus en détail les matériaux magnétiques doux puis les matériaux magnétiques durs couramment utilisés dans la conception des machines électriques tournantes.

I.3.1 Les matériaux magnétiques doux

Comme nous l'avons déjà énoncé, les matériaux magnétiques doux permettent de canaliser le champ magnétique. Leurs caractéristiques magnétiques principales sont données par leur polarisation à saturation, leur perméabilité et leurs pertes fer. Ces matériaux se répartissent en trois grandes familles avec les matériaux massifs, laminés et les poudres. Ces trois grandes familles sont elles-mêmes composées de sous-familles fonction de la composition et du processus de fabrication (Figure 18).

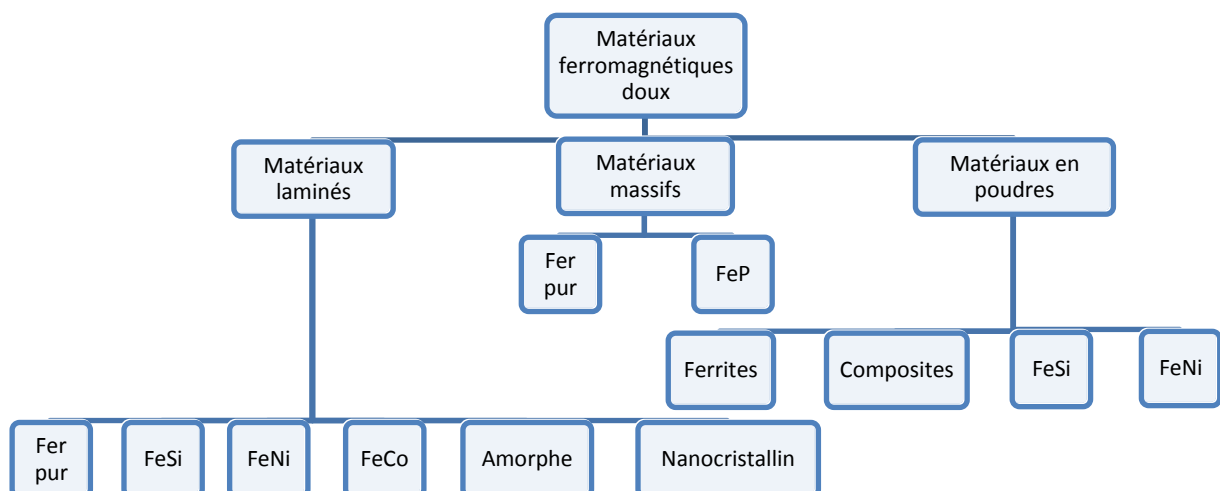


Figure 18 : Classification des principaux matériaux magnétiques doux

I.3.1.1 Les matériaux magnétiques doux laminés

Nous ne présentons ici que les matériaux magnétiques doux laminés utilisés pour les applications machines tournantes basses fréquences (< 10 kHz). Nous nous intéresserons plus précisément aux alliages FeSi et FeCo.

I.3.1.1.a Les tôles FeSi

Les matériaux laminés FeSi sont les matériaux les plus couramment utilisés dans la conception des machines électriques tournantes suite à leur très bon rapport qualité/prix. L'addition de silicium permet d'augmenter la résistivité ce qui se traduit par une réduction des pertes fer. En contrepartie, la polarisation magnétique à saturation est légèrement plus faible que celle du fer pur. La mise en forme en tôle mince par laminage permet pour des utilisations faibles et moyennes fréquences de limiter les courants de Foucault à l'origine d'une partie importante des pertes fer à fréquence élevée. Les tôles FeSi se déclinent en deux grandes familles avec les tôles non orientées et les tôles orientées.

Les tôles FeSiNO (non orientées) sont des tôles qui ont leurs cristaux orientés de façon aléatoire impliquant des propriétés isotropes. En réalité, on a une légère texturation introduite par les traitements métallurgiques. L'aimantation est plus facile suivant la direction de laminage de la tôle avec 15 à 20% de pertes en plus dans la direction transverse. Classiquement, leur épaisseur varie de 0,35 mm à 1 mm et leur concentration en Si de 0 % à 3,5%. Elles peuvent également contenir de l'aluminium (jusqu'à 0,8%) afin d'augmenter leur résistivité. Ces tôles sont très bien adaptées pour les applications à flux multidirectionnels ou tournant comme dans la culasse d'un stator de machines tournantes.

Les tôles FeSiGO (grain orienté) ont une texture Goss dans laquelle leurs grains sont orientés de façon très marquée engendrant une anisotropie forte. Les propriétés magnétiques de ces tôles sont nettement favorisées dans le sens du laminage. Classiquement, leur épaisseur varie de 0,18 à 0,35mm et leur concentration en Si de 2,8 à 3,2%. Elles sont classiquement utilisées pour des applications à champ pulsant (transformateurs...).

Les plages des propriétés physiques des tôles FeSiNO sont présentées dans le Tableau 4.

Js (T)	ρ ($\Omega.m$)	Limite élastique (Mpa)	Tc (°C)	Épaisseur de bande (mm)
1,8 < Js < 2,12	$10.10^{-8} < \rho < 50.10^{-8}$	340 < Rp < 500	710 < Tc < 770	0,03 < e < 0,65

Tableau 4 : Propriétés physiques des FeSiNO

Il existe beaucoup de nuance de tôles FeSi différentes répondant aux divers besoins avec des tôles à haute perméabilité et à haute conductivité thermique ou encore à haute limite élastique. Les différents aciéristes tels que Arcelor, Thyssen Krupp, BaoSteel ou encore JFE Steel Corporation présentent des gammes complètes d'alliages magnétiques FeSi.

I.3.1.1.b Les tôles FeCo

Le cobalt est une matière première très rare et donc très chère ce qui a confiné son utilisation à des applications très spécifiques. Aujourd'hui, le besoin d'augmenter la puissance massique ou

volumique est tel qu'il rend accessible ce type d'alliage malgré son coût élevé. Nous nous intéresserons ici à trois grands alliages de la famille des FeCo:

- L'alliage Fe-50%Co (AFK502 chez Aperam) qui, avec en général une addition de 2% de vanadium, est l'un des matériaux les plus utilisés dans les systèmes embarqués. En effet, son aimantation à saturation à 2,35 T et sa perméabilité relative élevée font sans doute de cet alliage le meilleur candidat pour réaliser des machines électriques à forte puissance massique.
- Les avantages de l'alliage Fe-25%Co (AFK1 chez Aperam) résident dans sa haute aimantation à saturation (2,4 T), sa bonne tenue en température et son coût inférieur à celui de l'AFK502 (moitié moins de cobalt). Toujours par rapport à ce dernier, sa perméabilité et sa résistance électrique sont réduites ce qui nécessite d'avoir plus de champ magnétique pour accéder à des valeurs d'induction équivalentes et implique une augmentation des pertes magnétiques. Il est utilisé dans la conception de certains alternateurs et moteurs à fort entrefer (machines synchrones à aimants).
- L'alliage Fe-18%Co (AFK18 chez Aperam), beaucoup plus récent, apporte un compromis coût/performance intéressant suite à son faible pourcentage de Cobalt. Il présente une perméabilité élevée mais qui décroît rapidement avec les niveaux d'induction par rapport à celle de l'AFK502.

Les plages des propriétés physiques des tôles FeCo sont présentées dans le Tableau 5.

Js (T)	ρ ($\Omega \cdot m$)	Limite élastique (Mpa)	Tc (°C)	Épaisseur de bande (mm)
$1,9 < J_s < 2,4$	$15 \cdot 10^{-8} < \rho < 100 \cdot 10^{-8}$	$340 < R_p < 500$	$900 < T_c < 1050$	$0,1 < e < 0,3$

Tableau 5 : Propriétés physiques des alliages FeCo

Le Tableau 6 compare les pertes magnétiques des différents AFK à un alliage classique de FeSi, le Fe-3%Si.

Épaisseur de 0,1mm pour tous les alliages	Pertes magnétiques		
	$W_{1,5}^{400}$	$W_{1,7}^{400}$	W_2^{400}
Fe-3%Si	35	42	
AFK 1	56	75	90
AFK 18	31	42	54
AFK 502	22	28	36

Tableau 6 : Pertes magnétiques à 400Hz pour différents alliages et une épaisseur de 0,1mm [13]

L'aciériste Aperam est sans doute le plus avancé aujourd'hui sur la conception de ce type de tôlerie.

I.3.1.2 Les matériaux massifs

Les matériaux massifs sont généralement utilisés en régime d'excitation continu. Mais dans le cas d'applications à aimantation continue élevée avec une faible amplitude variable leur utilisation est également préconisée. Cette famille de matériaux présente généralement des aciers peu alliés, car les

applications qui leur sont associées ne génèrent généralement pas de courants de Foucault. L'alternateur à griffes fait exception à cette règle, car comme nous l'avons vu cette machine présente des pertes par courants de Foucault en surface des griffes qui sont massives. Mis à part les pertes fer, les matériaux massifs présentent sensiblement les mêmes caractéristiques que les tôles de même constitution (FeSi, FeCo...).

I.3.1.3 Les matériaux composites (SMC) ou poudres

Les matériaux magnétiques composites sont composés de fine poudre de fer très pure. Les grains sont isolés électriquement entre eux par une couche organique (polymère) ou inorganique (oxyde). Les grains sont pressés entre eux dans un moule afin d'obtenir la forme souhaitée. La pression doit être suffisamment élevée pour permettre de faire tendre la densité de la pièce vers celle du matériau magnétique pur. Cela permet de ne pas trop dégrader l'aimantation à saturation du matériau magnétique composite par rapport au matériau massif. Lors de cette étape, un liant est ajouté à la poudre pour garder une cohésion sur l'ensemble de la pièce. Pour finir, un recuit est effectué afin de relâcher les contraintes résiduelles suite aux déformations plastiques induites par l'étape de compaction.

Concernant leurs propriétés magnétiques, les matériaux composites ont une perméabilité relative et une aimantation à saturation plus faibles que celle des matériaux massifs et laminés correspondants (entrefer résiduel entre les grains). En contrepartie, ils présentent deux grands avantages, une isotropie parfaite et de faibles pertes à haute fréquence. Cette isotropie parfaite et leur procédé de fabrication plus simple permettent d'envisager des structures de machine complexe en 3D fonctionnant avec des champs pulsants hautes fréquences. Cependant, l'utilisation de ces matériaux à hautes vitesses de rotation est limitée par leurs mauvaises propriétés mécaniques (limite élastique à 140 MPa).

Aujourd'hui, l'utilisation des matériaux composites est surtout dédiée aux machines avec un circuit magnétique fortement réluctant. Leurs caractéristiques physiques et en particulier leur isotropie doivent amener les concepteurs de machines électriques à repenser la topologie de ces dernières afin de profiter au maximum d'un parcours en trois dimensions du flux. Cette évolution peut permettre d'augmenter le couple massique d'un actionneur malgré une aimantation à saturation et une perméabilité réduites.

I.3.1.4 Résumé sur les matériaux magnétiques doux

Les tôles FeSi présentent le meilleur rapport qualité/prix notamment pour des applications où les pertes sont prédominantes vis-à-vis de la puissance massique.

Les tôles FeCo présentent sans aucun doute les meilleures propriétés magnétiques pour concevoir des machines électriques tournantes à puissance massique élevée.

Les matériaux massifs sont cantonnés aux applications à aimantation continue et éventuellement avec une faible amplitude variable.

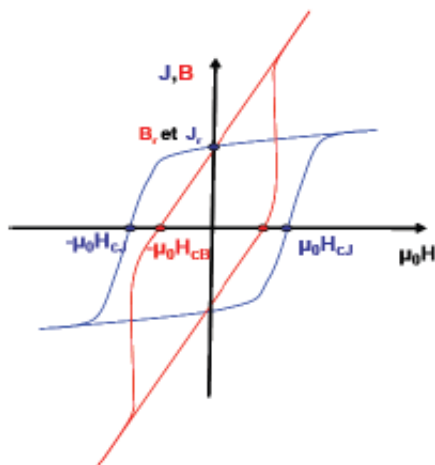
Les matériaux composites avec leur isotropie parfaite amènent une nouvelle solution technique qui laisse percevoir des possibilités intéressantes induites par le procédé de mise en forme et par leur isotropie parfaite. Cependant, leurs propriétés mécaniques limitent aujourd'hui leur utilisation au rotor de machines tournantes.

	Bs à 10000 A/m (T)	ρ ($\mu\Omega.cm$)	T _c (°C)	μ_{maxcc}	Pertes 1,5 T 50Hz (W/kg)	Pertes 1 T 400Hz (W/kg)	Limite élastique (Mpa)
FeSi M800-50A	1,85	50	750	4000	8	42	450
FeSi M330P-35A	1,85		750	6500	3,3	29	450
FeCo AFK502	2,35	40	900	> 7000	3	≈ 30	400
FeCo AFK1	2,21	20	980	≈ 5000	> 3,3	> 35	350
FeCo AFK18	2,03	30	940	> 5500	3,3	≈ 35	355
SMC Somaloy 700	1,61	200		750	≈ 5	46	125
SMC Somaloy 1000	1,63	70		850	≈ 5	46	140

Tableau 7 : Propriétés physiques catalogues des principaux matériaux magnétiques doux pour la conception de machines tournantes

I.3.2 Les matériaux magnétiques durs

Dans la conception des machines électriques tournantes, les aimants sont utilisés comme sources de champs magnétiques. Leurs principales caractéristiques magnétiques sont exploitées dans le deuxième quadrant de leur cycle d'hystérésis ($H < 0$ et $B > 0$) (Figure 19).



B_r : Induction magnétique rémanente
 H_{cB} : Champ coercitif de l'induction (champ démagnétisant annulant l'induction)
 H_{cJ} : Champ coercitif de l'aimantation (champ annulant l'aimantation)
 $(BH)_{max}$: Produit d'énergie volumique maximale

Figure 19 : Cycle d'hystérésis d'aimant permanent (polarisation et induction)

Les propriétés magnétiques des aimants dépendent fortement des éléments qui les composent (Figure 20) ainsi que de la température (Figure 21). On notera que plus la température augmente plus les aimants se démagnétisent sous des champs faibles.

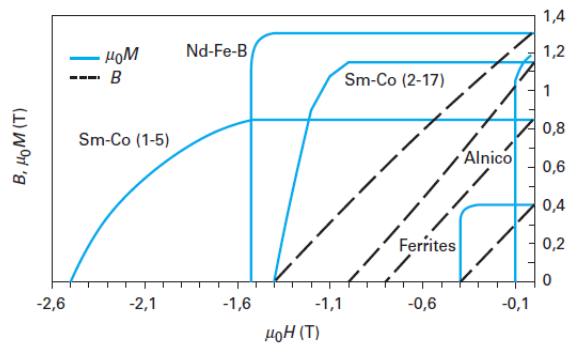


Figure 20 : Courbes de désaimantation pour quelques différents types d'aimants[14]

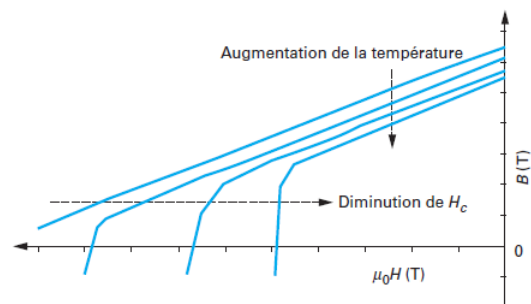


Figure 21 : Courbes de désaimantation en fonction de la température [14]

La Figure 22 présente les différentes familles d'aimants actuels et leurs propriétés magnétiques.

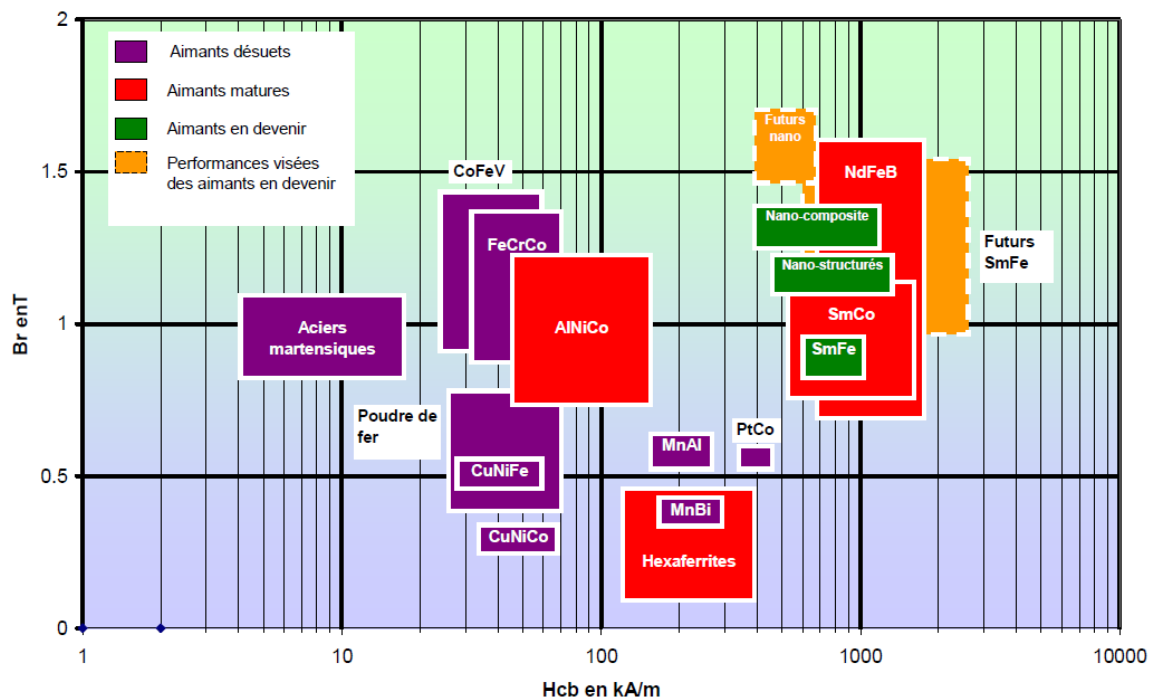


Figure 22 : Classification des matériaux magnétiques durs en fonction de leur champ coercitif et de leur rémanence à 20°C[15]

Nous allons nous intéresser plus particulièrement aux aimants présentant une technologie mature avec les AlNiCo, les ferrites et les terres rares (SmCo et NdFeBr).

I.3.2.1 Les ferrites

Les ferrites sont des matériaux céramiques isolants (résistivité de $10^4 \Omega \cdot m$ et conductivité thermique 3 W/m.K), résistants à la corrosion et à l'oxydation et peu denses (5000 kg/m^3). Ils sont relativement fragiles avec une dureté élevée ce qui les rend difficiles à usiner. Leur faible coût

(2 à 5 €/kg) justifie leur grande utilisation malgré une induction rémanente avoisinant 0,4 T, un champ coercitif de 255 kA/m et donc une énergie massique de 30 kJ/m³.

Ce sont les seuls aimants qui présentent un coefficient de champ coercitif en fonction de la température positif ce qui permet d'étendre leur utilisation jusqu'à 250°C. Par contre, le coefficient de l'induction rémanente en fonction de la température, lui, est bien négatif.

I.3.2.2 Les Alnico

Les Alnico sont les aimants qui ont les températures d'utilisation les plus élevées ce qui a confiné leur utilisation dans le domaine des hautes températures (450 à 550°C). Leurs propriétés magnétiques moyennes ($B_{\text{max}} = 1,3 \text{ T}$, $H_{\text{cBmax}} = 103 \text{ kA/m}$ et $((BH)_{\text{max}})_{\text{max}} < 44 \text{ kJ/m}^3$) et le prix du cobalt sont les principaux freins à leur utilisation. De plus, ces matériaux sont très difficiles à usiner ce qui contraint encore plus leur utilisation.

I.3.2.3 Les terres rares

Les deux grandes familles d'aimants fabriqués à base de terres rares et ayant une technologie mature sont les NdFeB et SmCo.

Les aimants NdFeB présentent de meilleures propriétés magnétiques avec une induction rémanente de 1,3 T et une énergie massique de 300 kJ/m³. En contrepartie, ils ont une température de fonctionnement maximale relativement faible (150°C à 200°C) et leur résistance à la corrosion et à l'oxydation est médiocre nécessitant une protection de surface. Hitachi Metal a mis au point une nouvelle nuance avec une induction rémanente de 1,52 T et une énergie massique de 440 kJ/m³, mais leur température maximale d'utilisation est de 100°C. Certains éléments peuvent être rajoutés en fonction des propriétés souhaitées comme le dysprosium qui permet d'améliorer la coercitivité ou le cobalt pour augmenter la température de Curie et réduire la sensibilité à la corrosion [16].

On trouve principalement deux types d'aimants SmCo, les SmCo₅ et les SmCo₁₇. Les SmCo₅ ont une coercitivité plus élevée (1600 kA/m) que les NdFeB mais une induction rémanente plus faible (0,87 T). Les SmCo₁₇ ont des propriétés magnétiques légèrement supérieures aux SmCo₅, mais qui restent moins bonnes que celles des NdFeB. Cependant, leur température d'utilisation maximale est élevée (550°C) avec une bonne résistance à la corrosion. Le coût très élevé du samarium (minerai terre rare le plus chère) et du Cobalt ont cependant limité l'utilisation de ce type d'aimant.

I.3.2.4 Résumé sur les matériaux magnétiques durs

Les aimants ferrites ont des propriétés magnétiques modestes et un coût très faible ce qui a beaucoup favorisé leur utilisation malgré des plages de fonctionnement en température limitées.

Les aimants NdFeB ont des propriétés magnétiques très bonnes, mais leur utilisation à haute température n'est pas envisageable et leur coût est élevé, notamment dans ces formes dérivées (remplacer le néodyme par du dysprosium et le fer par du cobalt).

Les aimants SmCo ont de très bonnes propriétés magnétiques avec une température maximale de fonctionnement élevée. Leur prix également très élevé les a cantonné aux applications hautes températures.

Aimants	T_{\max} (°C)	$(BH)_{\max}$ (kJ/m ³)	H_{cJ} (kA/m)	B_r (T)	$\Delta B_r/B_r$ (10 ⁻² .K ⁻¹)	$\Delta H_{cJ}/H_{cJ}$ (10 ⁻² .K ⁻¹)
Alnico	450 à 550	35,8 à 43,8	64 à 103	1,1 à 1,3	-0,02	+0,03 à -0,07
Ferrites	250	25,5 à 40,6	200 à 400	0,38 à 0,46	-0,18 à -0,2	+0,3 à +0,5
SmCo (1-5)	250	135,3 à 151,2	960 à 1600	0,82 à 0,87	-0,045 à -0,05	-0,15 à -0,3
SmCo (2-17)	450 à 550	159,1 à 254,6	490 à 790	0,92 à 1,16	-0,03 à -0,035	-0,15 à -0,3
NdFeB	80 à 180	199 à 310,3	880 à 1990	1 à 1,3	-0,11 à -0,13	-0,55 à -0,65

Tableau 8 : Propriétés physiques des principaux aimants

I.4 L'enjeu économique des terres rares

Les terres rares sont des minerais découverts au début du 19^{ème} siècle. Les différentes terres sont difficiles à séparer les unes des autres d'où leur nom. Leurs usages sont multiples et sont souvent réservés aux domaines des hautes technologies comme la réalisation d'aimants hautes performances [17]. Cet aspect confère aux terres rares une dimension stratégique induisant une communication restreinte de la part des États, avec peu de statistiques macroéconomiques qui restent souvent incomplètes.

Les terres rares en raison de leurs propriétés géochimiques sont réparties très inégalement à la surface de la Terre et le plus souvent en deçà des concentrations rendant leur exploitation minière économiquement viable (Figure 23).

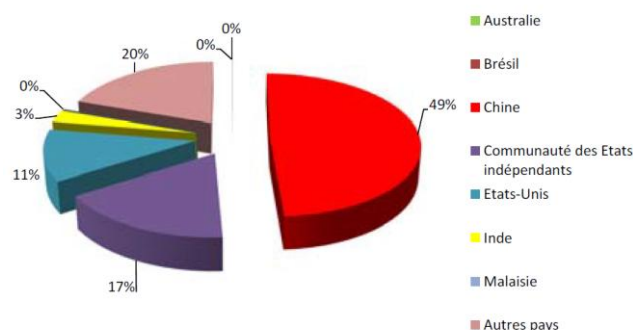


Figure 23 : Localisation des réserves de terres rares mondiales connues en 2010[18]

Jusque dans les années 50, l'exploitation des terres rares provenait d'exploitations indiennes, brésiliennes et sud-africaines. Début des années 80, la Chine commence à extraire des terres rares sur son territoire avec un taux de production tel qu'en 2010 elle assure plus de 95 % de la production

mondiale (Figure 24) imposant des prix hors de toute concurrence. Dans la plupart des pays développés, les exploitations ont été fermées pour des raisons environnementales liées à l'extraction et au raffinage.

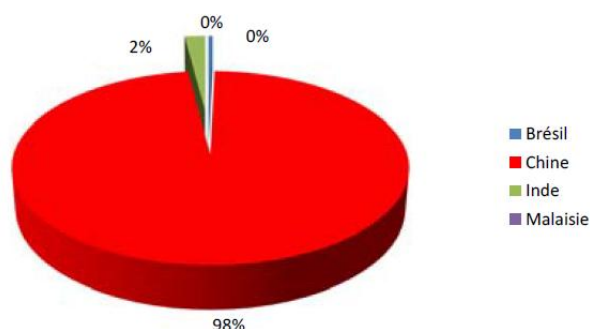


Figure 24 : Production mondiale de terres rares estimée en 2010[18]

Ce quasi-monopole chinois inquiète à juste titre les pays occidentaux qui cherchent aujourd'hui à diversifier leur approvisionnement. Cette dynamique s'est d'autant plus accélérée après la déclaration de la Chine le 1^{er} septembre 2009, de son intention de réduire ses exportations à 35 000 tonnes par an (sur une production de 110 000 tonnes) dès 2010. La Chine avait déjà commencé à réduire ces quotas d'exportation de 5 % à 10 % depuis 2006. Suite à ces différents événements, en 2011, on a assisté à la flambée des prix des terres rares (Figure 25) ce qui a incité plusieurs pays à relancer leur production de terres rares (Afrique du Sud, Australie, États-Unis, Malaisie...).

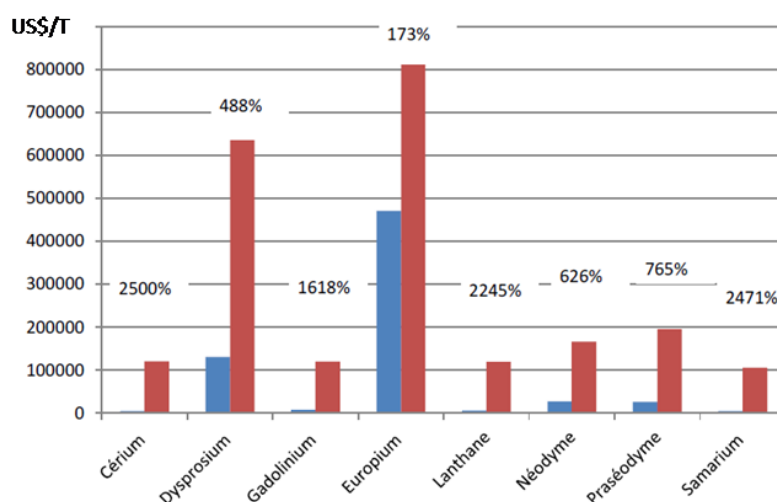


Figure 25 : Évolution du prix d'oxyde de terres rares 99,9 % de pureté, prix FOB Chine entre le 31/03/2010 et le 31/03/2011[18]

Comme nous l'avons déjà énoncé, la production d'aimants permanents hautes performances (NdFeB et SmCo) est très dépendante de la production de terres rares, il en va donc de même pour leur prix (Figure 26).

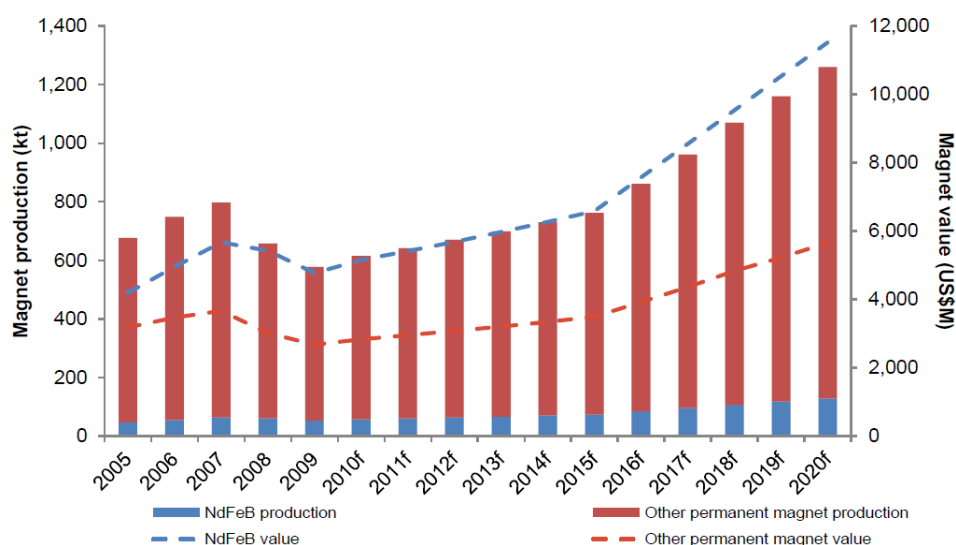


Figure 26 : Production mondiale et prix pour différents types d'aimants permanents de 2005 à 2020 (f: Estimation future)[19]

Afin de réduire cette dépendance, d'importants projets de recherche sont en cours dans les pays industrialisés. Les principales pistes concernent la mise en œuvre des terres rares dans la réalisation des aimants ou encore la mise en forme du nitrure de fer. Ces technologies pourraient bouleverser l'ordre économique des terres rares, cependant, elles ne seront pas disponibles avant 5 à 10 ans sous réserve de faisabilité à l'échelle industrielle.

Nous avons vu que l'utilisation d'aimants permanents hautes performances dans la conception d'alternateurs à griffes a joué un rôle déterminant dans l'augmentation de la puissance volumique durant la dernière décennie. Cependant, aujourd'hui, le prix des terres rares remet en cause l'utilisation de ces aimants. De plus, la réduction des quotas d'exportation chinois ne cessant d'augmenter, il est actuellement difficile de prévoir les disponibilités réelles en terres rares du marché de demain. Dans ce contexte économique difficile et très instable, il est indispensable pour une entreprise telle que Valeo d'assurer à ces clients une disponibilité à long terme de ces différentes gammes d'alternateurs à haute puissances volumique. En ce sens, il est important pour Valeo de se prémunir de solutions technologiques permettant de se passer d'aimants à base de terres rares. Ces travaux de thèse ont été initiés afin de répondre à cette problématique.

I.5 Conclusion

Ce chapitre introductif a permis de présenter l'étude dans son ensemble. Dans un premier temps, nous avons pu nous familiariser avec les spécificités de l'alternateur à griffes tant sur sa structure que sur son fonctionnement ou encore sur les dernières améliorations qui lui ont été apportées.

Dans un second temps, nous avons présenté un état de l'art concernant les matériaux magnétiques utilisés dans la conception des machines électriques tournantes. Ce paragraphe a permis de rappeler les connaissances en matériaux magnétiques indispensables en conception de machines électriques.

Pour finir, nous avons parlé du contexte économique lié aux terres rares et donc aux aimants permanents hautes performances. Nous avons vu que ce contexte économique difficile justifie le

besoin de trouver de nouvelles solutions technologiques afin de pouvoir concevoir des alternateurs à griffes sans aimants présentant les mêmes performances que les alternateurs avec aimant. Nous allons voir dans le chapitre 2, la démarche de dimensionnement choisie pour l'alternateur à griffes qui dépend directement de la solution technique envisagée pour répondre à la problématique présentée dans ce premier chapitre.

Références - Chapitre 1

- [1] J. Lutun, « *Modélisation thermique des alternateurs automobiles* »Thèse de doctorat (2012) , Institut National Polytechnique de Grenoble
- [2] A. Gimeno, « *Contribution à l'étude d'alternateurs automobiles : caractérisation des pertes en vue d'un dimensionnement optimal* »Thèse de doctorat (2011) , Université technologique de Compiègne
- [3] L. Bouarroudj, « *Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes – Application au domaine de l'automobile* », Thèse de doctorat, INP Grenoble, 2005
- [4] Y. Tamto Medam, « *Détermination des paramètres d'une machine à griffes - Application à l'automobile* », Thèse de doctorat, INP Grenoble, 2008
- [5] G. Henneberger, « *Transient 3-d fem computation of eddy-current losses in the rotor of a claw-pole alternator* », IEEE Trans. Mag., Vol. 40(2), March 2004.
- [6] L. Li, « *Etude et mise au point d'une nouvelle famille d'alternateur pour véhicules hybrides et électriques* »Thèse de doctorat (2011) , Institut National Polytechnique de Grenoble
- [7] L. Albert, « *Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes, Application au domaine automobile* », Thèse de doctorat, INP Grenoble, 2004
- [8] A. Takorabet, « *Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure innovante pour une application alternateur automobile-Comparaison à des structures classiques* »Thèse de doctorat (2008) , Ecole Normale Supérieure de Cachan
- [9] M. Fakam, M. Hecquet, V. Lanfranchi, P. Brochet et A. Randria, « *Etude vibro-acoustique de machines synchrones à aimants à bobinage dentaire* »EF, Décembre 2011
- [10] A. Reinap, « *Design of powder core motor* »Thèse de doctorat (2004) , Lund University (Sweden)
- [11] S. T.Lundmark,« *Application of a 3-D computation of magnetic fields to the design of claw-pole motors* »Thèse de doctorat (2005) , Chalmers University of Technology (Sweden)
- [12] L. Li, A. Kedous-Lebouc, A. Foggia, J-C. Mipo, “*Influence of magnetic materials on claw-pole machines behavior*”, IEEE Trans. Magn., Vol. 46, no 2, pp. 574-577, February 2010.
- [13] J. Degauque, M. De Wulf, F. Fiorillo, H. Gavrilu, O. Geoffroy, A. Kedous-Lebouc, T. Waeckerlé, “*Matériaux magnétiques en genie électrique 1* », Edition Hermes, Lavoisier 2006
- [14] L. Lechevalier, J-M Le Breton, P. Tenaud, A. Morel et S. Brassard « *Aimants permanents - Applications et perspectives* », Techniques de l'ingénieur D2102
- [15] J. Legranger, « *Contribution à l'étude des machines brushless à haut rendement dans les applications de moteurs-générateurs embarqués* »Thèse de doctorat (2009) , Université technologique de Compiègne

- [16] J-M Le Breton, L. Lechevalier P. Tenaud et A. Morel « *Aimants permanents - Matériaux et propriétés* », Techniques de l'ingénieur D2100
- [17] X De Logiviere « *Terres rares: enjeux économiques et principales applications* », Techniques de l'ingénieur in 158
- [18] P. Christmann, « *Terres rares: enjeux et perspectives* », 2011, BRGM – Direction de la Stratégie
- [19] S. Shaw and S. Constantinides, « *Permanent Magnets: the Demand for Rare Earths* », 8th International Rare Earth Conference, November 2012

<p>Chapitre II Démarche de dimensionnement pour alternateur à griffes</p>
--

Table des matières - Chapitre 2

Chapitre II Démarche de dimensionnement pour alternateur à griffes . 60

II.1	Introduction.....	62
II.2	Principes généraux pour le dimensionnement des machines électriques.....	62
II.2.1	Démarche de dimensionnement	62
II.2.2	Les différentes familles de modèles pour les machines électriques	63
II.2.2.1	Les modèles analytiques.....	63
II.2.2.2	Les modèles numériques de calculs éléments finis	64
II.2.2.3	Les modèles semi-numérique.....	64
II.2.2.4	Conclusion sur les différentes familles de modèles.....	65
II.2.3	Les méthodes de résolution	65
II.2.3.1	Les algorithmes déterministes	66
II.2.3.2	Les algorithmes stochastiques	67
II.2.3.3	Les algorithmes hybrides ou chaînés.....	68
II.2.3.4	La méthode des plans d'expérience	68
II.3	Démarche de dimensionnement pour alternateur à griffes	68
II.3.1	Le contexte de dimensionnement	68
II.3.1.1	Quelques généralités sur l'alternateur à griffes.....	69
II.3.1.2	Le cahier des charges.....	70
II.3.1.2.a	L'alternateur sans aimants initial	70
II.3.1.2.b	Les alternateurs avec aimants et l'alternateur de référence.....	70
II.3.1.2.c	La fonction objectif	72
II.3.1.2.d	Les paramètres et variables d'optimisation	72
II.3.1.2.e	Les contraintes géométriques, électriques et thermiques.....	74
II.3.1.3	La solution technique retenue.....	75
II.3.1.4	Estimation des performances des différents modèles.....	75
II.3.1.5	Les Outils logiciels disponibles.....	76
II.3.2	Le choix de la démarche de dimensionnement.....	77
II.3.3	Méthode de résolution du problème d'optimisation	78
II.3.3.1	L'algorithme d'optimisation pour le prédimensionnement	78
II.3.3.2	L'algorithme d'optimisation pour le dimensionnement	78
II.4	Conclusion	78

II.1 Introduction

Dans ce chapitre nous présentons le choix de la démarche de dimensionnement pour l'alternateur à griffes sans aimants. Ce choix est généralement fonction du contexte d'optimisation, c'est-à-dire de la machine à dimensionner, du cahier des charges, de la solution technique envisagée ou encore des outils logiciels à disposition. La connaissance et l'analyse du contexte permettent de justifier l'utilisation ou non de différents niveaux de modélisations à intégrer à la démarche de dimensionnement et donc le ou les modèles à développer. Cela permet également de définir la ou les méthodes de résolution à adopter pour le problème de dimensionnement.

Ce chapitre est composé de deux parties. Dans la première partie, nous commencerons par présenter les principes généraux sur le dimensionnement des machines électriques. Nous verrons le principe d'une démarche de dimensionnement, les différentes familles de modèles et les méthodes de résolution. Dans la seconde partie, nous utiliserons ces connaissances pour effectuer le choix de la démarche de dimensionnement à adopter pour l'alternateur à griffes sans aimants. Nous verrons que le contexte d'optimisation de l'alternateur nous a mené à définir une démarche de dimensionnement à deux niveaux. À chacun de ces niveaux est associé un modèle de l'alternateur et une méthode de résolution présentant des avantages et des inconvénients qui s'avèrent être complémentaires optimisant ainsi la démarche de dimensionnement.

II.2 Principes généraux pour le dimensionnement des machines électriques

Ce paragraphe introduit les principes généraux pour le dimensionnement des machines électriques. Tout d'abord, il présente succinctement le principe de la démarche de dimensionnement et les différents critères permettant son choix. Ensuite, nous verrons les différentes familles de modèles pour les machines électriques avec leurs avantages et leurs inconvénients. Pour finir, nous présenterons les différentes méthodes de résolutions pour le problème d'optimisation avec les principales familles d'algorithmes.

II.2.1 Démarche de dimensionnement

Aujourd'hui, l'étude et le dimensionnement des moteurs électriques s'appuient sur des modèles numériques, analytiques et semi-numériques. Les concepteurs de machines électriques ont donc à leur disposition un large choix de familles de modèles généralement intégrés dans des outils logiciels facilitant leur utilisation. L'emploi de ces modèles en CAO est largement justifié car il limite le nombre de prototypes à réaliser et donc les coûts de conception et de réalisation.

En fonction des familles de modèles, la précision et le temps de calcul sont variables avec classiquement un temps de calcul qui augmente avec la précision. Selon le contexte d'optimisation de la machine électrique, il va donc être plus favorable d'utiliser une famille de modèles plutôt qu'une autre. Une approche complète et efficace consiste à utiliser plusieurs familles de modèles, c'est ce que l'on appelle une démarche de dimensionnement multi-niveaux.

Le choix de la démarche de dimensionnement, qu'elle soit multi-niveaux ou non dépend du contexte d'optimisation. Il est donc très important de définir clairement ce contexte. Les différents éléments suivants détaillent de façon concise sans se vouloir parfaitement exhaustive le contexte de dimensionnement d'une machine électrique:

- Le système à dimensionner: optimisation d'un dispositif existant, dimensionnement d'un nouveau dispositif, machine 2D ou 3D, système électromagnétique seul ou intégrant son environnement (électrotechnique de puissance, commande...)
- Le cahier des charges: fonction objectif et contraintes... (fixes ou évolutifs au cours du projet)
- La solution technique envisagée: nouvelle structure, utilisation de différents matériaux magnétiques durs ou doux, bobinage électrique particulier...
- Les modèles et les outils logiciels disponibles: logiciels de modélisation et d'optimisation...

C'est la prise en compte de ces différents points qui va permettre de mettre en place une démarche de dimensionnement adaptée et efficace. Pour cela, il est inévitable d'avoir une bonne connaissance des différentes familles de modèles et des algorithmes d'optimisation.

II.2.2 Les différentes familles de modèles pour les machines électriques

Nous avons dit qu'il existe trois grandes familles de modèles permettant de simuler et d'optimiser une machine électrique avec: les modèles numériques, les modèles analytiques et les modèles semi-numériques. Elles ont toutes leurs avantages et leurs inconvénients ce qui les rend souvent complémentaires. Ces méthodes ont généralement été développées dans des logiciels de modélisation afin de faciliter le travail de conception. Ce paragraphe présente ces méthodes ainsi que les outils logiciels disponibles dans le cadre de ces travaux.

II.2.2.1 Les modèles analytiques

Les modèles analytiques décrivent les systèmes à dimensionner avec des équations liées entre elles par des grandeurs physiques (magnétisme, thermique...), géométriques... Ils sont difficiles à mettre en place, car ils nécessitent de décrire de façon analytique des phénomènes complexes (non-linéarité des matériaux, calcul de pertes...) [20]. Ils demandent une très bonne connaissance de ces phénomènes et du fonctionnement de la machine ce qui implique une grande expertise. Ces modèles amènent souvent le concepteur à réaliser des hypothèses plus ou moins fortes nécessitant de recalibrer le modèle à partir de simulations numériques ou à l'aide de mesures réalisées sur des prototypes.

Cependant, les modèles analytiques présentent l'avantage de pouvoir effectuer des calculs rapides et il a été démontré dans [21] que, couplés à un algorithme d'optimisation, ils permettent d'explorer un large domaine de solutions pour converger vers une configuration optimale.

II.2.2.2 Les modèles numériques de calculs éléments finis

Les méthodes de calcul par éléments finis ont depuis longtemps prouvé leur efficacité en simulation et en dimensionnement de systèmes électromagnétiques avec une très bonne précision [22][23].

Les calculs par éléments finis sont basés sur la résolution des équations de Maxwell dans l'hypothèse des états quasi stationnaires. Ces équations lient les différentes grandeurs qui caractérisent le fonctionnement d'un système électromagnétique soit le champ électrique E , le champ magnétique H , l'induction électrique D et l'induction magnétique B .

$$\begin{aligned} \text{rot}(\vec{E}) &= \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} & \text{rot}(\vec{H}) &= \vec{j} \\ \text{div}(\vec{B}) &= 0 & \text{div}(\vec{D}) &= \rho \end{aligned}$$

\vec{j} : Densité de courant

ρ : Densité de charges électriques

Ces méthodes peuvent être couplées à des algorithmes d'optimisations ce qui permet d'obtenir des dimensionnements précis [24] [25]. Cependant, les temps de calcul peuvent rapidement devenir conséquents dans le cadre d'optimisations incluant beaucoup de paramètres ou dans le cas des géométries 3D. Cette méthode de calcul a donc des limites qui ne permettent pas de faire une étude paramétrique rapide sur des modèles en 3D.

On notera qu'aujourd'hui, certains logiciels de simulation comme Flux 2D/3D intègrent des outils métier dédiés, facilitant le travail de conception pour l'utilisateur. C'est un plus non négligeable surtout dans un cadre industriel.

II.2.2.3 Les modèles semi-numériques

Un modèle semi-numérique est un modèle analytique qui est mis en équation et résolu de façon numérique facilitant ainsi le travail du concepteur. Dans le domaine de l'électromagnétisme, ces modèles sont basés sur la théorie des réseaux de réductances qui s'appuie sur l'équivalence magnétique-électrique et permet de formuler un problème magnétique sous la forme d'un circuit électrique équivalent. D'autres physiques, comme la thermique, peuvent être modélisées en utilisant la même analogie.

La mise en place de ce type de modèles nécessite une bonne connaissance du système et dans notre cas des lois de l'électromagnétisme. Ces modèles sont moins lourds à mettre en place que les modèles analytiques purs. Le point fort de cette méthode est d'allier la mise en équation et la résolution numérique, à la rapidité de convergence des méthodes analytiques ce qui lui confère un compromis intéressant par rapport aux deux méthodes précédentes.

Cette méthode permet de réaliser des études paramétriques lourdes mais rapides avec une précision correcte ce qui est idéal pour effectuer du prédimensionnement [26] [27]. Il faut noter que la validation physique du modèle est très importante pour réaliser ce type d'études.

II.2.2.4 Conclusion sur les différentes familles de modèles

Comme nous l'avons vu, une augmentation de la précision du modèle induit une augmentation du temps de calcul. La Figure 1 propose un classement des différentes familles de modèles en fonction du temps de calcul et en fonction de l'erreur de modélisation.

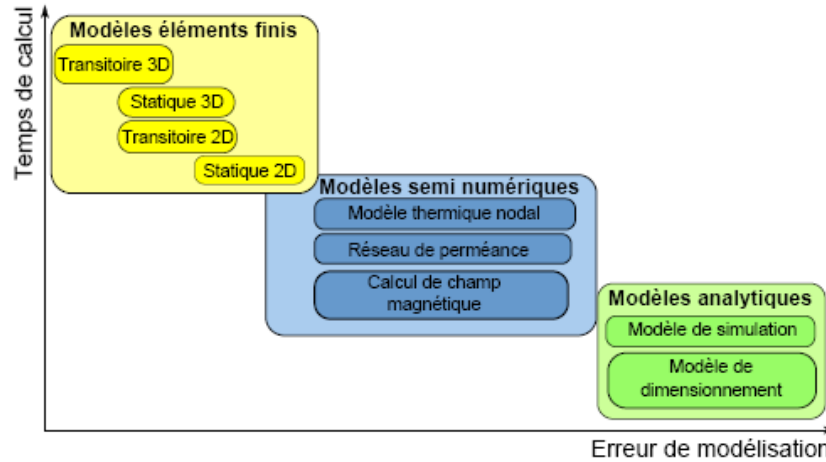


Figure 27 : Classement des différentes familles de modèles en fonction du temps de calcul et de l'erreur de modélisation [26]

En fonction du contexte de l'étude, il est donc nécessaire d'adapter le niveau de modélisation en vue d'obtenir le meilleur compromis temps de calcul/précision. On comprend alors la complémentarité et l'efficacité d'une démarche de dimensionnement multi-niveaux qui permet de tirer profit des avantages des différentes modélisations.

II.2.3 Les méthodes de résolution

Il existe plusieurs méthodes de résolutions d'un problème de dimensionnement de machines électriques. Le principe général consiste à trouver les valeurs des variables qui permettent de minimiser la ou les fonctions objectif tout en respectant les contraintes de dimensionnement.

$$\begin{cases} \min (F_{obj}(x_0, a_0)) \\ g(x_0, a_0) \leq 0 \\ h(x_0, a_0) = 0 \end{cases}$$

Un problème de dimensionnement peut être mono-objectif ou multi-objectif. Dans le cas mono-objectif, le problème de dimensionnement peut être résolu en utilisant un algorithme d'optimisation mono-objectif. Dans le cas multi-objectif, plusieurs méthodes peuvent être utilisées:

- La première méthode consiste à décomposer le problème multi-objectif en plusieurs problèmes mono-objectifs. On va ensuite pondérer chaque fonction objectif par un coefficient (défini par le concepteur) puis les sommer afin de formuler le problème sous la forme d'un problème mono-objectif.

$$F_{obj}(x_0, a_0) = \sum B_n \cdot F_{obj\ n}(x_0, a_0) \text{ avec } \sum B_n = 1$$

Cette approche est rapide mais elle est efficace que si le concepteur est capable d'estimer correctement la valeur des pondérations à affecter.

- La seconde méthode consiste à utiliser le concept de non-infériorité généralement appelé optimalité selon Pareto. Une solution est considérée comme non-inférieure si l'amélioration d'un objectif entraîne systématiquement la dégradation d'un autre. On parle généralement du front de Pareto. C'est un outil d'aide à la décision précieux en dimensionnement de machine électrique.

Les problèmes d'optimisation sont généralement résolus avec des algorithmes d'optimisation. La compréhension des avantages et des inconvénients de chacun de ces algorithmes est essentielle afin d'effectuer un choix d'algorithme adapté.

Les paragraphes suivants présentent succinctement les deux grandes familles d'algorithmes d'optimisation, les algorithmes déterministes et les algorithmes stochastiques. Ces algorithmes peuvent être mis en cascade afin de bénéficier des avantages de chacun d'entre eux. Ils sont alors appelés algorithmes chaînés ou hybrides. Nous verrons également la méthode des plans d'expériences qui permet une maîtrise efficace du nombre d'évaluations lors de l'exécution des algorithmes.

II.2.3.1 Les algorithmes déterministes

Les algorithmes déterministes peuvent être unidimensionnels (1 paramètre) ou multidimensionnels (plusieurs paramètres). Dans le cas multidimensionnel, il existe différentes méthodes classées en 3 ordres:

- Les méthodes d'ordre 0 nécessitent seulement la valeur de la fonction. Ces méthodes sont généralement peu précises et convergent lentement. Leur seul avantage est de ne pas nécessiter le calcul du gradient qui peut s'avérer complexe ou coûteux.
- Les méthodes d'ordre 1 impliquent le calcul du gradient de la fonction objectif et le calcul du jacobien des contraintes. Ces méthodes permettent d'accélérer les temps de convergence, car le gradient donne la direction de recherche. Elles ne sont applicables qu'avec des fonctions continûment différentiables.
- Les méthodes d'ordre 2 nécessitent le calcul de la dérivée seconde et de la matrice hessienne de la fonction objectif et des différentes contraintes. Aujourd'hui, ces méthodes (exemple, algorithme SQP) sont préférées en raison de leur rapidité de calcul et de leur précision.

On notera que les algorithmes déterministes basés sur le calcul des gradients convergent rapidement vers un minimum. Cependant, ce minimum n'est pas forcément le minimum global et peut être un minimum local (Figure 28). L'importance du choix des grandeurs initiales est alors primordiale. Il nécessite une étude préliminaire ou une bonne connaissance du problème d'optimisation.

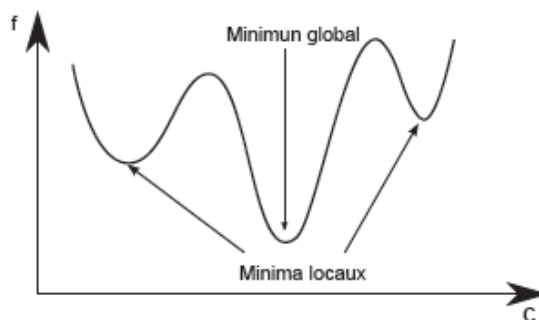
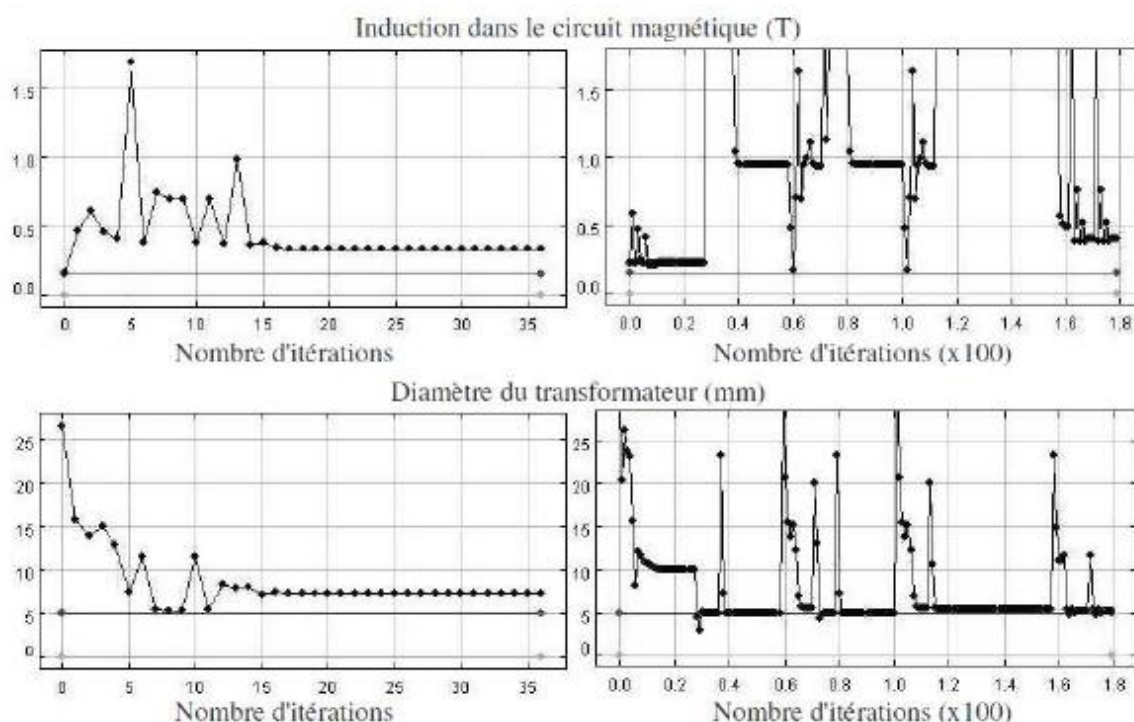


Figure 28 : Fonction présentant un minimum global et deux minimums locaux

Le grand avantage des algorithmes déterministes est la rapidité du temps de calcul (Figure 29). Ils sont très bien adaptés à la résolution de systèmes non linéaires présentant un grand nombre de contraintes. De plus, ils permettent une analyse claire de l'évolution du dimensionnement en fonction des itérations, contrairement à l'utilisation d'algorithmes stochastiques ou chaînés (Figure 29).



(a) Algorithme SOP (b) Algorithme Chaîné - Monte-Carlo + SOP

Figure 29 : Évolution des paramètres d'un transformateur au cours de 2 optimisations utilisant 2 algorithmes d'optimisation différents pour un même cahier des charges[26]

Ces algorithmes sont très efficaces dans le cadre de problèmes d'optimisation mono-objectif, mais plus lourds à utiliser avec des problèmes multiobjectifs. En effet, dans ce cas, ils nécessitent un grand nombre d'exécutions afin d'obtenir la frontière de Pareto.

II.2.3.2 Les algorithmes stochastiques

Contrairement à la majorité des algorithmes déterministes, les algorithmes stochastiques ne nécessitent pas la connaissance des gradients et le choix du point de départ influe très peu sur les résultats. En effet, les méthodes de transition entre chaque itération sont probabilistes et/ou aléatoires ce qui conduit à des solutions différentes malgré des conditions initiales identiques.

Ces algorithmes permettent d'explorer tout l'espace de solutions pour converger vers le minimum global sans se laisser piéger par un minimum local contrairement aux algorithmes déterministes. Certains algorithmes stochastiques permettent de trouver le minimum global et les minimas locaux. Cependant, la convergence de ces algorithmes nécessite beaucoup d'itérations (Figure 29) ce qui se traduit par un temps de calcul élevé. On notera également que pour ce type d'algorithmes la gestion des contraintes d'optimisation est délicate étant donné le caractère aléatoire de la méthode. Certains algorithmes stochastiques permettent de très bien gérer les problèmes multiobjectifs.

II.2.3.3 Les algorithmes hybrides ou chaînés

Ces algorithmes associent et exécutent dans cet ordre un algorithme stochastique puis un algorithme déterministe. L'algorithme stochastique va être exécuté afin de permettre une initialisation correcte de l'algorithme déterministe en vue de converger vers le minimum global. Les algorithmes hybrides présentent un bon compromis « temps de calcul – assurance de trouver le minimum global », mais ce type d'algorithme reste difficile à régler.

II.2.3.4 La méthode des plans d'expérience

La méthode des plans d'expériences permet de réaliser une optimisation en choisissant de façon astucieuse un plan d'expérience adapté au problème [28]. On limite ainsi le nombre d'évaluations et donc le temps de calcul. Une fois le plan d'expérience choisi, il est exécuté soit directement en optimisation, soit pour identifier une fonction analytique appelée fonction substitue qui décrit la surface de réponse du problème d'optimisation. L'optimisation est ensuite effectuée sur cette fonction substitue. La connaissance de la surface de réponse facilite le choix de l'algorithme.

II.3 Démarche de dimensionnement pour alternateur à griffes

Nous avons vu au paragraphe précédent les principes généraux pour le dimensionnement des machines électriques avec notamment le choix de la démarche de dimensionnement en fonction du contexte. Les avantages et les inconvénients des différentes familles de modèle et d'algorithme d'optimisation ont également été présentés.

Ce paragraphe s'appuie sur ces connaissances pour définir la démarche de dimensionnement qui a été utilisée dans la cadre de ces travaux de thèse. Nous verrons tout d'abord, le contexte d'optimisation associé à l'alternateur à griffes. Ensuite, est exposé le choix d'une démarche de dimensionnement à deux niveaux de modélisation. Finalement, nous présentons les algorithmes d'optimisation associés à chaque niveau de modélisation.

II.3.1 Le contexte de dimensionnement

On rappelle que le contexte de dimensionnement comprend la machine électrique à dimensionner, le cahier des charges, la solution technique pour répondre au cahier des charges, les avantages et les inconvénients des différents modèles et les outils logiciels disponibles.

II.3.1.1 Quelques généralités sur l'alternateur à griffes

L'alternateur à griffes est encore aujourd'hui la machine synchrone la plus utilisée dans l'automobile pour la génération électrique. Du point de vue concepteur, c'est une machine qui présente des spécificités bien particulières qu'il est important de connaître:

- Comme nous l'avons vu au chapitre 1, sa géométrie est complexe notamment au niveau du rotor avec un trajet de flux en 3 dimensions.

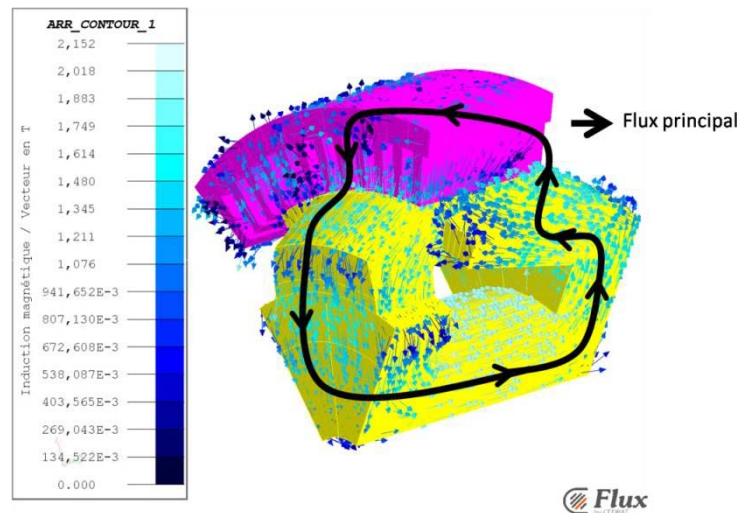


Figure 30 : Trajet du flux dans un alternateur à griffes

- On rappelle que le flux inducteur est créé par une bobine annulaire enroulée autour du noyau. Les bobinages stator et rotor sont donc en quadrature géométrique ce qui est caractéristique des machines homopolaires. Une machine homolaire voit sa force électromotrice à vide (ou le flux inducteur vu par la bobine stator) diminuer avec l'excitation quand la machine est fortement saturée (Figure 31). Une machine hétéropolaire, elle, aura sa force électromotrice à vide qui augmentera avec l'excitation quelque soit le niveau de saturation (bobines stator et rotor dans le même axe).

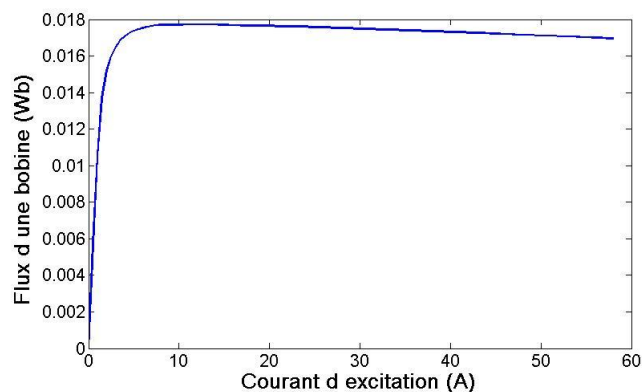


Figure 31 : Flux dans une bobine stator en fonction du courant d'excitation

Cette remarque est importante, car contrairement aux machines hétéropolaires, fortement saturer une machine homolaire diminue ses performances. On rappelle que la plage de fonctionnement usuelle est comprise entre 4 A et 6 A soit avant la décroissance du flux.

On retiendra principalement que le trajet du flux dans un alternateur à griffes est en 3 dimensions et donc qu'une modélisation 3D est nécessaire. Cette modélisation doit intégrer la saturation afin de modéliser correctement la physique de cette machine homopolaire.

II.3.1.2 Le cahier des charges

L'objectif de ces travaux est de dimensionner un alternateur à griffes sans aimants (alternateur initial) présentant les mêmes performances qu'un alternateur à griffes avec des aimants NdFeB (alternateur de référence) dans un encombrement identique. La connaissance de ces deux alternateurs permet de définir le cahier des charges qui nous allons le voir comprendre la fonction objectif, les variables, les paramètres et les contraintes d'optimisation.

II.3.1.2.a L'alternateur sans aimants initial

L'alternateur à griffes sans aimants dit initial est un alternateur Valeo à la géométrie et aux performances connues. Dans le cadre de cette étude, les caractéristiques de cet alternateur correspondent aux valeurs initiales des paramètres considérés pour l'optimisation. Cet alternateur a un bobinage d'excitation au rotor et deux bobinages triphasés au stator. Son rotor est en SAE1005 et les tôles stator sont en M800-50A. La géométrie de l'alternateur sans aimants est présentée sur la Figure 32.

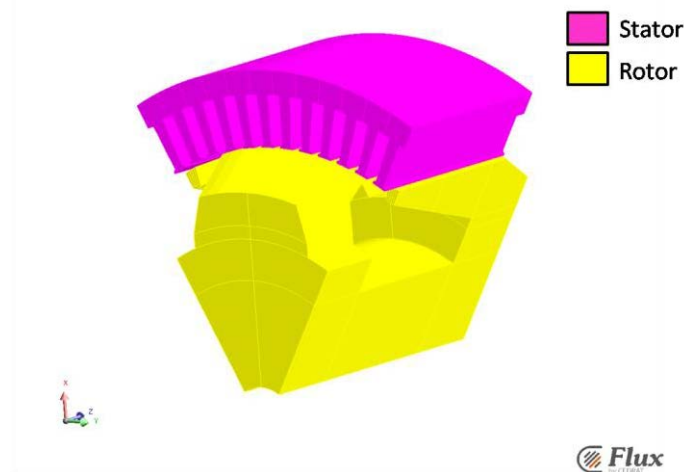


Figure 32 : Géométrie de l'alternateur à griffes sans aimants (ou initial)

Le Tableau 3 présente les résultats de simulation pour différentes vitesses à excitation imposée à 5 A.

	Alternateur sans aimants
Débit 1800 tr/min	117,5 A
Débit 6000 tr/min	188,5 A

Tableau 9 : Performances de l'alternateur initial

II.3.1.2.b Les alternateurs avec aimants et l'alternateur de référence

Les alternateurs à griffes avec aimants sont généralement dimensionnés avec des aimants ferrites ou des aimants Noédyne-Fer-Bore (NdFeB). D'une façon générale, ces alternateurs ont un bobinage d'excitation et des aimants inter-griffes ce qui les classe dans la famille des machines à excitation parallèle (une partie du flux inducteur est générée par la bobine d'excitation et l'autre par les aimants). Leurs bobinages stator ont également 2 systèmes triphasés. Leur rotor est en SAE1005 et les tôles stator sont en M800-50A. Un exemple de géométrie d'alternateur à aimants est présenté Figure 33.

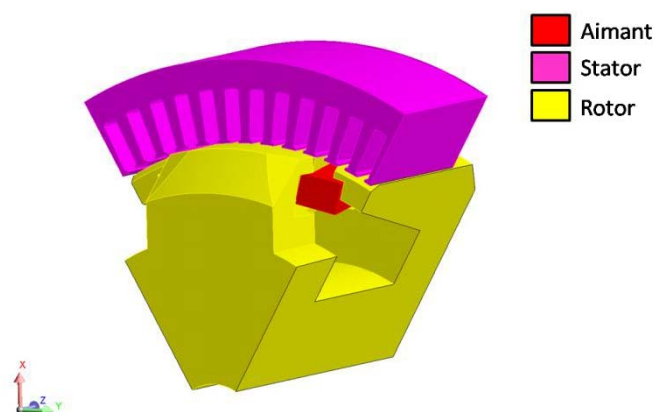


Figure 33 : Géométrie de l'alternateur à griffes avec aimants (ou de référence)

L'alternateur de référence est un alternateur à aimants NdFeB mais nous verrons également les performances d'un alternateur à aimants Ferrites. L'encombrement de ces deux alternateurs est identique à celui de la machine initiale. Le Tableau 10 présente les performances de ces deux alternateurs. Les débits batterie de l'alternateur à aimants ferrites ont été calculées par simulation EF pour différentes vitesses à excitation imposée à 5 A. Concernant les performances de l'alternateur à aimants NdFeB, nous nous sommes référés aux performances obtenus avec un alternateur associé à un redresseur synchrone impliquant une correction sur la valeur du débit batterie pour se ramener à un équivalent de redresseur à diode. On notera également que dans ce cas, les performances estimées sont des valeurs extrapolées à partir de résultats d'essais à plein champ afin de se ramener à courant d'excitation égale à 5 A.

	Alternateur avec aimant	
	Ferrites	NdFeB (Alternateur de référence)
Débit 1800 tr/min	138 A	160 A
Débit 6000 tr/min	209 A	260 A

Tableau 10 : Performances des alternateurs avec aimants

Si l'on compare les performances en terme de débit batterie entre l'alternateur initial et l'alternateur à aimant NdFeB, on constate que l'utilisation d'aimants NdFeB au rotor permet d'augmenter le débit à basse vitesse de 36 % et à haute vitesse de 38 %. L'utilisation d'aimant Ferrites permet d'augmenter le débit à basse vitesse de 17 % et à haute vitesse de 11 %. L'utilisation d'aimants inter-polaires permet donc d'améliorer très nettement les performances des alternateurs à griffes.

Le gain en performance lié à l'utilisation d'aimant est induit par des apports dits directs et des apports dits indirectes. Les apports directs sont la réduction des fuites entre griffes, la désaturation du rotor et le renfort du flux inducteur. À ces apports directs viennent s'ajouter des apports indirects tel que la désaturation du rotor qui permet d'augmenter le nombre de spires inducteur ce qui ajouté au renfort du flux par les aimants explique l'augmentation du débit batterie à basse et à haute vitesses. Dans le cas des aimants NdFeB, le gain en flux inducteur est tel que l'on peut réduire le nombre de spires par phase ce qui se traduit par un gain en débit à haute vitesse très important tout en conservant des débits à basse vitesse élevés. L'apport des aimants est donc multiple expliquant ainsi l'augmentation de la puissance volumique qui peut atteindre les 40 %.

II.3.1.2.c La fonction objectif

L'objectif de ces travaux est de dimensionner un alternateur à griffes sans aimants présentant les mêmes performances que l'alternateur à griffes de référence (aimants NdFeB) et cela dans un encombrement identique.

Sachant qu'il est plus important d'augmenter le débit batterie à basse vitesse que le débit batterie à haute vitesse, la fonction objectif doit maximiser le débit batterie à 1800 tr/min afin d'obtenir un débit équivalent à celui de l'alternateur de référence. Dans ce cas, le débit à haute vitesse (6000 tr/min) est alors formulé sous la forme d'une contrainte d'optimisation.

Le rendement ou encore la masse n'ont pas été considérés comme des objectifs, on a donc un problème d'optimisation mono-objectif.

II.3.1.2.d Les paramètres et variables d'optimisation

Dans le cas d'un dimensionnement complet de l'alternateur, il y a 27 paramètres d'entrées avec 15 paramètres optimisés et 12 paramètres fixés comprenant des paramètres géométriques (Figure 34) et électriques de l'alternateur. Le Tableau 11 présente les paramètres optimisés et fixés pour un dimensionnement complet de l'alternateur. Nous verrons par la suite que certaines optimisations ont été réalisées à stator fixe.

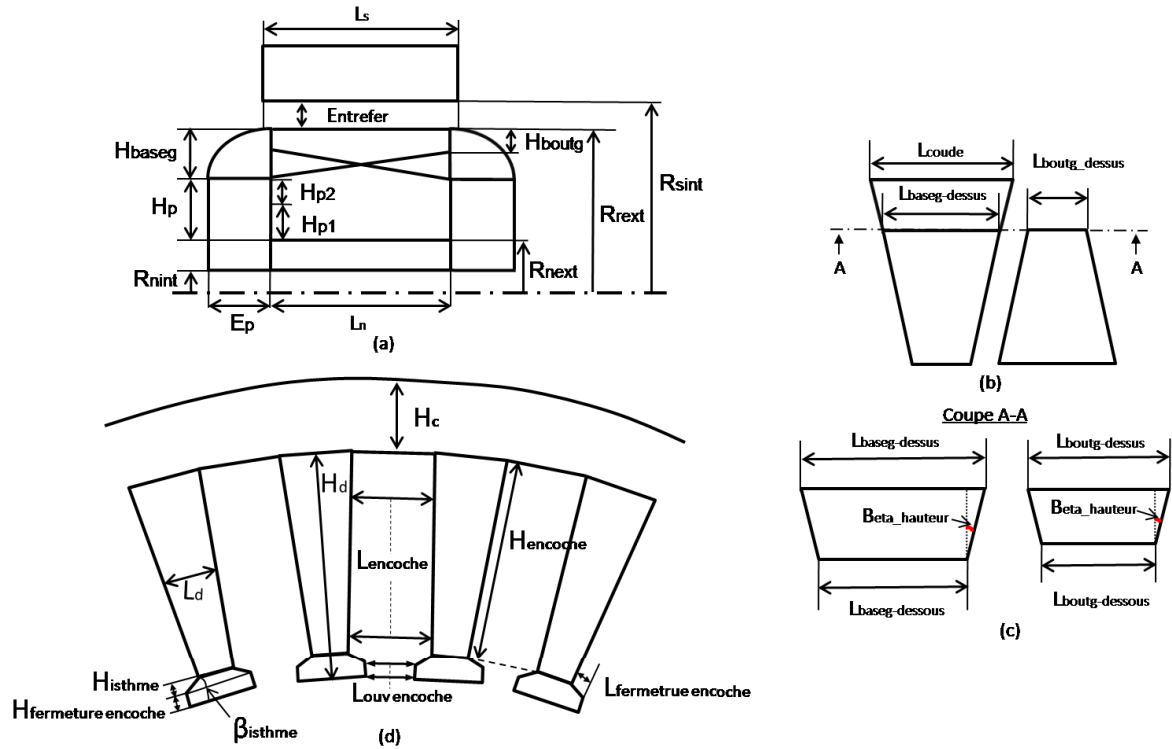


Figure 34 : Paramétrage du stator et du rotor de l'alternateur à griffes
 (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radiale du stator

Paramètres	Définitions	Fixé / optimisé	Paramètres	Définitions	Fixé / optimisé
H_c	Hauteur de la culasse	Optimisé	E_{entrefer}	Entrefer	Optimisé
$Nb_{\text{couche cond stator}}$	Nombre de couche de conducteur stator en parallèle par encoche	Optimisé	H_{baseg}	Hauteur de la base des griffes	Optimisé
$Nb_{\text{cond stator parallèle}}$	Nombre de fil stator en parallèle	Fixé	H_{boutg}	Hauteur du bout des griffes	Optimisé
H_{isthme}	Hauteur d'isthme d'encoche	Fixé	$L_{\text{boutgdessus}}$	Largeur supérieure du bout des griffes	Optimisé
β_{isthme}	Angle d'ouverture d'isthme	Fixé	L_{coude}	Largeur du coude	Optimisé
$H_{\text{fermeture encoche}}$	Hauteur fermeture encoche	Fixé	H_{p1}	Hauteur du plateau 1	Optimisé
$L_{\text{ouv encoche}}$	Longueur d'ouverture encoche	Fixé	$Nb_{\text{cond rotor/couche}}$	Nombre de conducteurs rotor par couche	Optimisé
L_s	Longueur paquet de tôles stator	Optimisé	$Nb_{\text{couche cond rotor}}$	Nombre de couches de conducteurs rotor	Optimisé
$L_{\text{têtes bobines}}$	Longueur des têtes de bobines	Fixé	R_{next}	Rayon extérieur du noyau	Optimisé

D_{cond stator}	Diamètre des conducteurs stator	Optimisé	R_{nint}	Rayon extérieur du noyau	Fixé
E_{isolant stator}	Epaisseur isolant stator	Fixé	D_{cond rotor}	Diamètre des conducteurs rotor	Optimisé
T_{cond stator}	Température des conducteurs stator	Fixé	E_{isolant rotor}	Epaisseur isolant rotor	Fixé
Nb_{système triphasé}	Nombre de systèmes triphasés	Fixé	T_{cond rotor}	Température des conducteurs rotor	Fixé
p	Nombre de paires de pôles	Optimisé			

Tableau 11 : Paramètres d'entrée (optimisé et fixé) pour un dimensionnement complet de l'alternateur

Il est important de noter que le paramétrage géométrique de l'alternateur intègre un certain nombre de variables intermédiaires limitant ainsi le nombre de paramètres d'optimisation et le nombre de contraintes. C'est un point important, car cela permet d'assurer une plus grande cohérence géométrique des modèles en optimisation tout en réduisant au maximum le nombre de contraintes.

II.3.1.2.e Les contraintes géométriques, électriques et thermiques

Les contraintes géométriques, électriques et thermiques sont imposées par des inégalités à respecter. La contrainte principale est associée à l'encombrement qui doit être identique à celui de l'alternateur à griffes avec aimants NdFeB. Le Tableau 12 et le Tableau 13 présentent respectivement les contraintes associées au rotor et au stator.

Grandeurs	Définitions	Contraintes
L_{boutg dessus}	Largeur supérieure du bout d'une griffe	$0,06 \text{ pu} \leq L_{\text{boutg dessus}} \leq L_{\text{baseg dessus}}$
L_{coude}	Largeur du coude	$L_{\text{baseg dessous}} \leq L_{\text{boutg dessus}} \leq L_{\text{baseg dessus}}$
H_{boutg}	Hauteur du bout d'une griffe	$H_{\text{boutg}} \geq 0,06 \text{ pu}$
"L_n - E_p"	Longueur de la machine	$L_n + 2.E_p \leq L_{n \text{ initial}} + 2.E_{p \text{ initial}}$
D_{cond rotor}	Le diamètre d'un conducteur rotor	$0,05 \text{ pu} \leq D_{\text{cond rotor}} \leq 0,08 \text{ pu}$
P_{pertes joule rotor}	Pertes Joule du bobinage rotor	$P_{\text{pertes joule rotor}} \leq 80 \text{ W}$

Tableau 12 : Contraintes de dimensionnement du rotor

Le paramétrage intègre également les contraintes industrielles de bobinage au rotor (non présentées dans le cadre de ce rapport).

Grandeurs	Définitions	Contraintes
R_{sxt}	Le rayon extérieur du stator	$R_{\text{sxt}} \leq R_{\text{sxt initial}}$
H_c	Hauteur de la culasse	$H_c \geq 0,32 \text{ pu}$
L_{d bas}	Largeur de dent en bas de	$L_{\text{d bas}} \geq 0,12 \text{ pu}$

	l'encoche	
" $L_s - L_{\text{têtes bobines}}$ "	Encombrement stator	$L_s + L_{\text{têtes bobines}} \leq L_{s \text{ initial}} + L_{\text{têtes bobines}}$
$L_{\text{ouv encoche}}$	Largeur de l'ouverture d'encoche	$L_{\text{ouv encoche}} \geq 0,11 \text{ pu}$
$D_{\text{conducteur stator}}$	Diamètre des conducteurs stator	$0,06 \text{ pu} \leq D_{\text{conducteur stator}} \leq 0,1 \text{ pu}$
$D_{\text{ensite courant stator}}$	Densité de courant dans les conducteurs stator	$D_{\text{ensite courant stator}} \leq 13,5 \text{ A/mm}^2$

Tableau 13 : Contraintes de dimensionnement du stator

On notera que l'intégration des contraintes thermiques est réalisée de façon simple en fixant les températures et les puissances maximales dissipées.

II.3.1.3 La solution technique retenue

Pour répondre au cahier des charges, la solution technique retenue consiste à utiliser des matériaux magnétiques doux dits hautes performances comme les FeCo au noyau de l'alternateur (Figure 35). Nous avons fait le choix de limiter l'utilisation de ces matériaux au noyau du rotor afin de minimiser les coûts engendrés par leurs utilisations et d'aboutir à une solution économiquement viable.

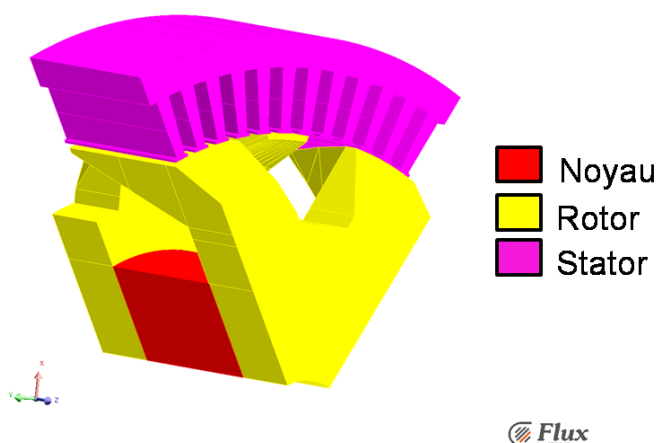


Figure 35 : Différentes parties de la géométrie de l'alternateur à griffes

La solution proposée nécessite de trouver le matériau magnétique doux permettant de valider le cahier des charges à moindre coût. Il est donc nécessaire de réaliser un dimensionnement d'alternateur pour chaque matériau présélectionné. La démarche de dimensionnement doit alors permettre d'effectuer plusieurs optimisations d'alternateurs à griffes et cela pour différents matériaux magnétiques doux dans des contraintes de temps raisonnables.

II.3.1.4 Estimation des performances des différents modèles

L'estimation des performances des différents modèles est un point important qui permet de justifier ou non l'utilisation de telle ou telle famille de modèles. Dans le cadre de ces travaux, nous nous sommes principalement intéressés aux modèles éléments finis et semi-numériques par réseau de ré reluctances. Nous n'avons pas envisagé de modéliser l'alternateur à griffes avec un modèle analytique

étant donné la complexité de la géométrie. De plus, ce type de modèle donne généralement une vision plus fonctionnelle (ou qualitative) que dimensionnante (ou quantitative) [23].

Le Tableau 14 présente les ordres de grandeur des temps de calculs et des erreurs de modélisations que nous avons estimé en comparant des résultats d'essais, des calculs par éléments finis et des calculs par modèle relucant. Ces estimations sont données pour des calculs de débits batterie à différentes vitesses.

	Temps de calcul	Erreur
Modèle éléments finis	$7 \text{ h} \leq \text{Temps calcul} \leq 20 \text{ h}$	$1 \% \leq \text{Erreur} \leq 10 \%$
Modèle semi-analytique	$\text{Temps calcul} \approx 1 \text{ s}$	$5 \% \leq \text{Erreur} \leq 30 \%$

Tableau 14 : Estimations des performances des différents modèles pour un calcul du courant batterie moyen

Ces estimations confirment que la précision du modèle éléments finis de l'alternateur à griffes coûte cher en temps de calcul et vice-versa pour le modèle relucant. On peut donc confirmer l'aspect complémentaire de ces deux modèles.

II.3.1.5 Les Outils logiciels disponibles

Le G2ELab a développé des outils de modélisation et d'optimisation pour chaque famille de modèles. Ces outils sont présentés ci-dessous:

- Reluctool :
Reluctool est un logiciel de modélisation semi-numérique par réseau de réluctances avec prise en compte de la non-linéarité des matériaux magnétiques. Il apporte une aide importante dans la mise en œuvre des modèles relucants. En effet, il permet de se soustraire de la mise en équations et de la résolution du modèle en apportant un gain en temps de modélisation non négligeable [29].
- Cades :
Cades est un logiciel de modélisation analytique et d'optimisation par dérivée de code [30]. Il peut également être couplé avec un modèle Reluctool par le biais de génération de composants Icar. La force de ce logiciel repose sur la dérivation du code des modèles ce qui permet d'utiliser des algorithmes déterministes basés sur la méthode des gradients. Cela permet d'optimiser un système composé de quelques dizaines à plusieurs centaines de variables.
- Flux :
Flux est un logiciel de modélisation par éléments finis bien connu aujourd'hui. Il permet la modélisation et l'étude de structures électromagnétiques en 2D et en 3D.
- Got-It :
Got-It est un logiciel d'optimisation qui peut être couplé avec un modèle formulé par Flux ou par Reluctool. Il permet d'optimiser un système en utilisant la méthode des plans d'expériences.

La complémentarité des différents outils présentés ci-dessus nous permet d'envisager n'importe quelle démarche de dimensionnement.

II.3.2 Le choix de la démarche de dimensionnement

Au paragraphe précédent, nous avons présenté le contexte de dimensionnement. Les informations principales sont résumées par les points suivants:

- Le trajet du flux en 3D impose des temps de calcul EF important ce qui limite le nombre de paramètres en optimisation
- L'optimisation de l'alternateur doit intégrer un grand nombre de paramètres et de contraintes
- La solution retenue implique de réaliser plusieurs optimisations avec un dimensionnement d'alternateur pour chaque FeCo (AFK18, AFK1 et AFK502)
- Les outils logiciels à disposition permettent d'envisager l'utilisation d'une démarche de dimensionnement multiniveaux
- La durée du projet est fixée à trois ans.

Ce constat nous oriente vers une démarche de dimensionnement intégrant deux niveaux de modélisation et trois étapes (Figure 36).

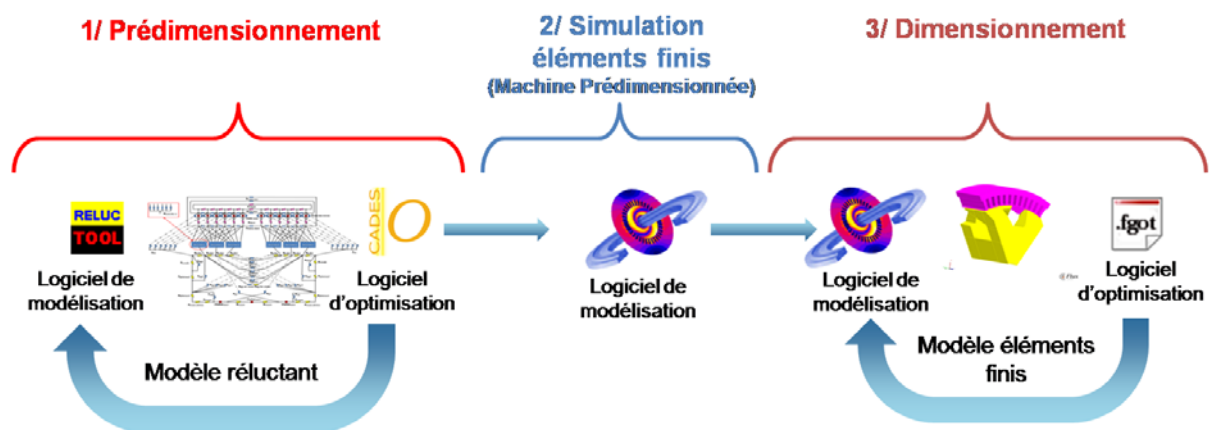


Figure 36 : Démarche de dimensionnement

- La première étape est une étape de prédimensionnement. Elle s'appuie sur un modèle semi-numérique de type modèle réductant (premier niveau de modélisation). Elle permet en optimisation de faire varier beaucoup de paramètres tout en conservant des temps de calcul faibles.
- La seconde étape correspond à une simulation éléments finis de l'alternateur prédimensionné en vue de réaliser une étude magnétique précise.
- La troisième étape de la démarche complète le dimensionnement, elle est simplement appelée dimensionnement. Elle correspond à une optimisation effectuée avec un modèle éléments finis de l'alternateur. L'optimisation se limite aux paramètres les plus sensibles.

Nous considérons que cette démarche de dimensionnement est complète, car elle allie la rapidité en prédimensionnement et la précision lors du dimensionnement. Elle nécessite tout de même un important travail de modélisation avec la mise en place de deux modèles. Nous avons fait le choix de présenter dans ce manuscrit essentiellement la modélisation de l'alternateur à griffes par réseaux de réluctance que nous verrons au chapitre suivant.

II.3.3 Méthode de résolution du problème d'optimisation

Nous avons vu précédemment les différentes familles d'algorithmes d'optimisation avec leurs avantages et leurs inconvénients. Cette connaissance associée à celle des outils logiciels à notre disposition permet de choisir les méthodes de résolutions les plus adaptées au problème d'optimisation. Ce paragraphe présente ce choix pour l'étape de prédimensionnement et pour l'étape de dimensionnement.

II.3.3.1 L'algorithme d'optimisation pour le prédimensionnement

Nous avons choisi d'utiliser un algorithme déterministe (SQP) pour réaliser les optimisations avec le modèle relucant. Le problème d'optimisation et les logiciels utilisés sont très bien adaptés à l'utilisation de ce type d'algorithme.

En effet, le problème d'optimisation comprend quinze contraintes et notre expertise assure une initialisation correcte du problème d'optimisation. De plus, l'outil Cades intègre une dérivation automatique de codes ce qui donne accès au calcul des gradients et favorise l'utilisation d'un algorithme déterministe.

II.3.3.2 L'algorithme d'optimisation pour le dimensionnement

Nous avons choisi d'utiliser un algorithme SQP associé à la méthode des plans d'expériences [31] pour réaliser les optimisations avec le modèle éléments finis. Le choix de cet algorithme est justifié par la réalisation au préalable du prédimensionnement ce qui assure une bonne initialisation du problème d'optimisation. L'utilisation de la méthode des plans d'expériences permet de réduire de façon notable le nombre d'estimations et donc le temps de calcul en optimisation. On notera que dans notre cas, l'optimisation est réalisée indirectement, c'est-à-dire, sur une surface de réponses construite à partir du plan d'expérience une fois ce dernier exécuté.

Nous aurions pu nous appuyer sur la méthode des cartographies de flux [32] associée à un algorithme SQP. Cependant, cette méthode nous a paru moins adaptée dans le cadre d'une démarche multi-niveau incluant un prédimensionnement.

II.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le choix de la démarche de dimensionnement pour l'alternateur à griffes sans aimants que nous considérons comme étant la plus efficace. Ce choix s'appuie sur les connaissances des principes généraux de dimensionnement des machines électriques (principe d'une démarche de dimensionnement, les différentes familles de modèles et les méthodes de résolutions) et sur l'analyse du contexte d'optimisation de l'alternateur.

Nous avons vu que le contexte comprend principalement une machine électrique au temps de calcul EF relativement long et une solution technique impliquant plusieurs dimensionnements

(différents matériaux magnétiques doux envisageables). Ces deux constatations nous ont amené à adopter une démarche de dimensionnement à deux niveaux. Cette démarche comprend un prédimensionnement réalisé avec un modèle semi-numérique de type reluctant et un dimensionnement fin s'appuyant sur un modèle éléments finis. Le prédimensionnement permet de réaliser des optimisations rapides et efficaces dans tout l'espace de solutions en considérant un grand nombre de contraintes. À partir du prédimensionnement, le dimensionnement permet d'optimiser les paramètres les plus sensibles préalablement déterminés. Il apporte la précision nécessaire au dimensionnement complet tout en restant dans des temps de calcul raisonnables.

Pour mettre en place cette démarche, il faut donc modéliser l'alternateur à griffes sans aimants avec deux méthodes différentes, les éléments finis et les réseaux de ré reluctances. Le chapitre suivant présente les deux modèles associés à ces différentes méthodes ainsi que leur validation.

Références - Chapitre 2

- [20] M. Elleuch et M Poloujadoff, « *Analytical model of iron losses in power transformers* », IEEE transactions on Magnetics, 39(2):973–980, March 2003.
- [21] F.Wurtz,« *Une Nouvelle Approche Pour La conception Sous Contraintes de MachinesElectriques* », Thèse de doctorat, INPG, 1996.
- [22] S. Brisset,« *Démarches et Outils pour la Conception Optimale des Machines Electriques* »,Habilitation à diriger des recherches - Universités des sciences et technologiesde Lille, 2007.
- [23] G. Barakat,« *Modelisation tridimensionnelle d'une machine synchrone rapide à griffes par la méthode des éléments finis* », Thèse de doctorat, INP Grenoble, 1992
- [24] O. Gizolme, « *Modélisation et Optimisation d'une machine synchrone et de son alimentation pour la traction électrique* ». Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon,1997.
- [25] C. Linchen, E. Ghaham Dawson et R Tony Eastham, « *Permanent magnet synchronous motor design : Finite element and analytical methods* ». ICEM, volume13–15, Aug 1990.
- [26] B. Sesanga, « *Optimisation de gamme : Application à la conception de machines synchrones à concentration de flux* », Thèse de doctorat, Grenoble INP, 2011.
- [27] L. Albert, « *Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes, Application au domaine automobile* », Thèse de doctorat, INP Grenoble, 2004
- [28]J-L. Coulomb,« *Electrognétisme et problèmes couplés - Chapitre 8* », Livre, Lavoisier, 2002
- [29] B. Du Peloux, « *Modélisation des actionneurs électromagnétiques par réseaux de réluctances - Création d'un outil métier dédié au prédimensionnement par optimisation* », Thèse de doctorat, INP Grenoble, 2006
- [30] E. Petre, « *Dérivation automatique pour le calcul des sensibilités appliqué au dimensionnement en génie électrique* », Thèse de doctorat, INP Grenoble, 2009
- [31]L. Bouarroudj,« *Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes- Application au domaine automobile* »,Thèse de doctorat, INP Grenoble, 2005
- [32] L. Li,« *Etude et mise au point d'une nouvelle famille d'alternodémarrreur pour véhicules hybrides et electriques* »,Thèse de doctorat, INP Grenoble, 2011

Chapitre III Modélisation d'un alternateur à griffes

Table des matières - Chapitre 3

Chapitre III Modélisation d'un alternateur à griffes 81

III.1	Introduction	84
III.2	Modélisation de l'alternateur à griffes par éléments finis.....	84
III.2.1	Description de la géométrie.....	85
III.2.2	Description du circuit électrique	85
III.2.3	Conditions aux limites.....	86
III.2.4	Maillage.....	86
III.2.5	Matériaux magnétiques	87
III.3	Validation du modèle éléments finis	88
III.4	Modélisation de l'alternateur à griffes par réseau de reluctance	89
III.4.1	La théorie des réseaux de reluctances	89
III.4.2	Le choix de la modélisation.....	90
III.4.2.1	Les modèles à un axe.....	90
III.4.2.2	Les modèles à deux axes	90
III.4.2.3	Les modèles avec rotation des forces magnétomotrices stator	91
III.4.2.4	Les modèles avec rotation des forces magnétomotrices et rotation du rotor.....	92
III.4.2.5	Le choix de la modélisation.....	92
III.4.3	La modélisation des matériaux magnétiques.....	93
III.4.4	La modélisation du circuit magnétique	94
III.4.4.1	Topologie et discrétisation	94
III.4.4.1.a	Identification de la topologie.....	95
III.4.4.1.b	Choix du niveau de discrétisation.....	101
III.4.4.2	Calcul des différentes reluctances	104
III.4.4.2.a	Modélisation des reluctances d'entrefer.....	104
III.4.4.2.b	Modélisation des reluctances des dents	105
III.4.4.3	La modélisation des forces magnétomotrices.....	111
III.4.4.3.a	Les sources d'ampères-tours rotor	111
III.4.4.3.b	Les sources d'ampères-tours stator	112
III.4.5	La modélisation du circuit électrique	115
III.4.6	La modélisation du couplage électromagnétique	119
III.4.6.1	La réaction magnétique d'induit, principe et modélisation.....	119
III.4.6.2	Le couplage électromagnétique.....	120
III.4.7	Le calcul des pertes	123

III.4.7.1	Les pertes Joule	123
III.4.7.2	Les pertes fer	125
III.5	Validation du modèle reluctant	126
III.5.1	Validation 1 - Estimation des flux.....	127
III.5.1.1	Simulation à vide.....	127
III.5.1.2	Simulation en charge	127
III.5.2	Validation 2 - Estimation du couple.....	128
III.5.3	Validation 3 - Estimation du débit et des pertes.....	129
III.5.3.1	Estimation du débit en fonction de la vitesse	129
III.5.3.2	Estimation des pertes en fonction de la vitesse	130
III.5.3.2.a	Estimation des pertes Joule dans les bobines stator.....	130
III.5.3.2.b	Estimation des pertes Joule dans les diodes.....	131
III.5.3.2.c	Estimation des pertes fer stator.....	132
III.6	Conclusion.....	133

III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous présentons la modélisation d'un alternateur à griffes sans aimants avec la méthode des éléments finis et la méthode des réseaux de reluctances. Le développement de deux modèles est justifié par le contexte d'optimisation qui, comme nous l'avons vu au chapitre précédent, nous a mené à définir une démarche de dimensionnement incluant deux niveaux de modélisation.

Le modèle éléments finis de l'alternateur à griffes sans aimants a été développé afin d'obtenir un modèle précis en vue d'effectuer des dimensionnements fins. Sa précision permet également de considérer ses résultats de calcul comme les références de validation pour le modèle reluctant. Son originalité est apportée par un paramétrage complet des différentes caractéristiques géométriques et électriques nécessaire en optimisation.

Le modèle reluctant a été construit afin de répondre aux exigences de précision et de robustesse nécessaires en optimisation dans le cadre de prédimensionnements.

La robustesse d'un modèle est obtenue par une modélisation correcte de la physique du système modélisé. En effet, en optimisation, la modélisation de la physique assure une précision constante en fonction des variations des différents paramètres du modèle (géométrie, matériaux...). Pour nous assurer de la bonne représentation de la physique apportée au modèle, nous présentons différentes simulations de validations incluant des calculs sur des grandeurs locales et globales. Ces simulations ont été réalisées pour deux alternateurs aux caractéristiques différentes ce qui nous a permis de valider de façon objective la robustesse du modèle.

Sachant que l'alternateur à griffes présente un trajet de flux en 3D et que sa géométrie est très complexe, nous avons estimé qu'une précision comprise entre 5 % et 20 % en fonction du point de fonctionnement était suffisante.

Ce chapitre est composé de quatre parties. Tout d'abord, nous commencerons par présenter le modèle éléments finis de l'alternateur à griffes sans aimants puis nous verrons la validation de ce modèle. Nous présenterons ensuite la modélisation et la validation du modèle par réseau de reluctance de l'alternateur.

III.2 Modélisation de l'alternateur à griffes par éléments finis

La modélisation de l'alternateur à griffes sans aimants par éléments finis est un sujet qui a déjà été largement traité [33]-[35]. Ici, nous n'apporterons pas de nouveautés majeures par rapport aux travaux déjà effectués si ce n'est le paramétrage complet des caractéristiques de l'alternateur nécessaire à l'optimisation de ce dernier. Cependant, même si la modélisation éléments finis (EF) reste classique, elle n'en est pas moins importante notamment en vue de réaliser des dimensionnements et de servir de référence pour la construction et la validation du modèle reluctant. La modélisation éléments finis s'appuie sur le logiciel de calcul Flux3D.

Nous verrons dans ce paragraphe la description de la géométrie et du circuit électrique, les spécificités du maillage, les conditions aux limites et pour finir la modélisation des matériaux magnétiques.

III.2.1 Description de la géométrie

La géométrie et les propriétés physiques de l'alternateur à griffes sont périodiques. On peut donc représenter seulement une paire de pôles de la machine et appliquer une périodicité. Les bobinages sont modélisés par des bobines non maillées. La méthode de calcul associée nécessite leurs représentations complètes pour obtenir un calcul exact du champ. La Figure 37 présente la géométrie et les bobinages de l'alternateur à griffes sans aimants.

Le paramétrage de la géométrie a été réalisé en $\frac{R.\theta}{p}$ ce qui permet de définir un modèle d'alternateur quelque soit le nombre de paires de pôles.

R: Rayon

θ : Ouverture angulaire

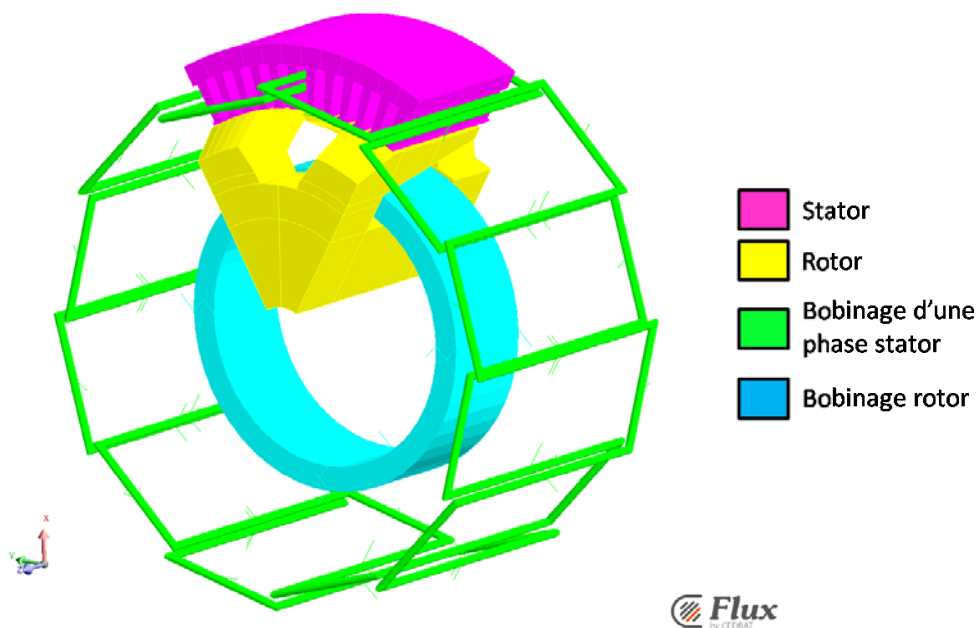


Figure 37 : Représentation de l'alternateur à griffes sans aimants

III.2.2 Description du circuit électrique

Un circuit électrique est associé à la description de la géométrie de l'alternateur vu précédemment. Ce circuit modélise les différentes inductances, les ponts de diodes et la batterie, il est présenté sur la Figure 38.

On notera que le circuit électrique du rotor est indépendant du circuit électrique du stator. Les débits batterie calculés avec le modèle éléments finis sont donc les débits bruts. Pour évaluer le débit net, il faut retrancher la valeur du courant d'excitation au débit brut.

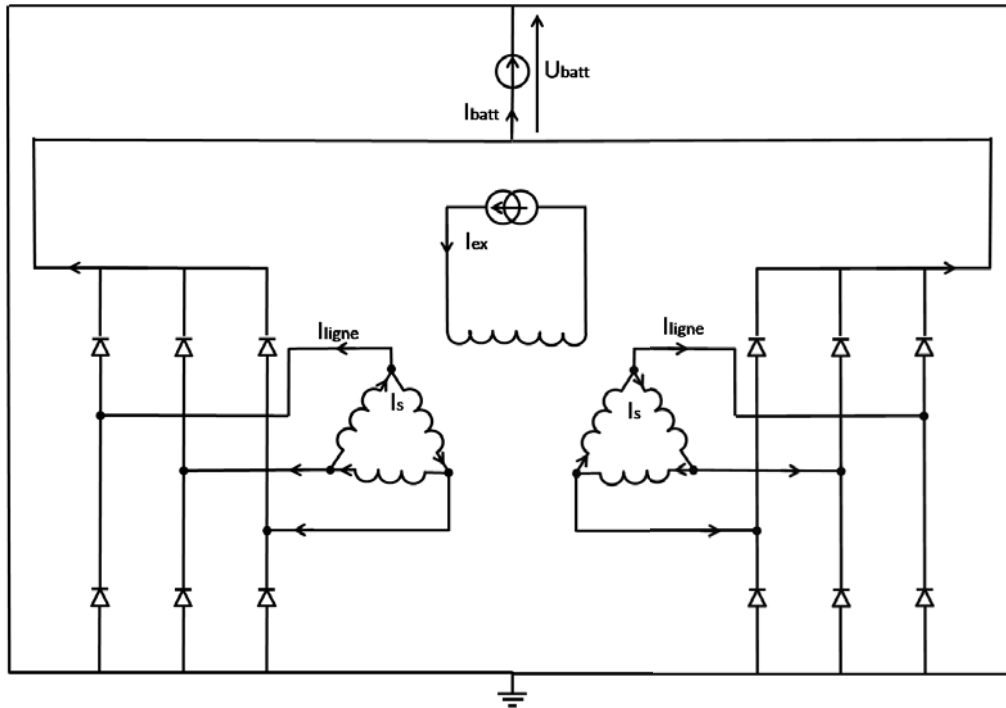


Figure 38 : Schéma électrique de l'alternateur à griffes

III.2.3 Conditions aux limites

Les conditions aux limites sont fixées par la méthode de la boîte infinie. Dans ce cas, c'est Flux3D qui impose directement des valeurs de potentiels magnétiques et électriques nuls sur les bords extérieurs du domaine d'étude. Des conditions cycliques ont été imposées sur les plans de symétrie.

III.2.4 Maillage

Le maillage d'une géométrie 3D est une tâche délicate notamment si l'on souhaite réaliser des optimisations. Il faut trouver le bon compromis entre précision et temps de calcul tout en assurant la convergence quelque soit la géométrie.

Après plusieurs essais, nous avons adopté un maillage du premier ordre par discrétisation ponctuelle ce qui nécessite d'affecter manuellement à chaque point du domaine d'étude une valeur de discrétisation. Le maillage est également soumis à des conditions cycliques ce qui permet d'assurer un maillage identique sur les plans de symétrie opposés. Le maillage obtenu pour la géométrie de l'alternateur initial est présenté sur la Figure 39.

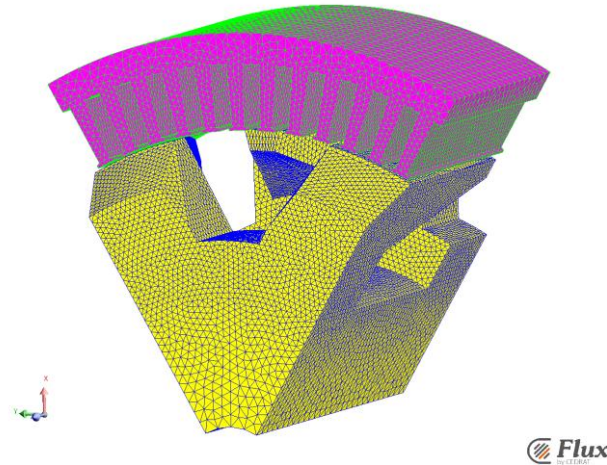


Figure 39 : Maillage de l'alternateur à griffes sans aimants

Le maillage obtenu comprend un peu moins de 600 000 éléments volumiques du premier ordre. On comprend alors les temps de calcul relativement longs.

III.2.5 Matériaux magnétiques

Dans le cadre des simulations éléments finis, nous avons modélisé les matériaux magnétiques doux à partir des courbes de premières aimantations données par les fabricants. Les matériaux magnétiques doux susceptibles d'être utilisés au rotor sont l'acier SAE1005 et les différents FeCo massifs soit l'AFK1, l'AFK18 et l'AFK502. La Figure 40 présente les courbes de première aimantation de ces matériaux.

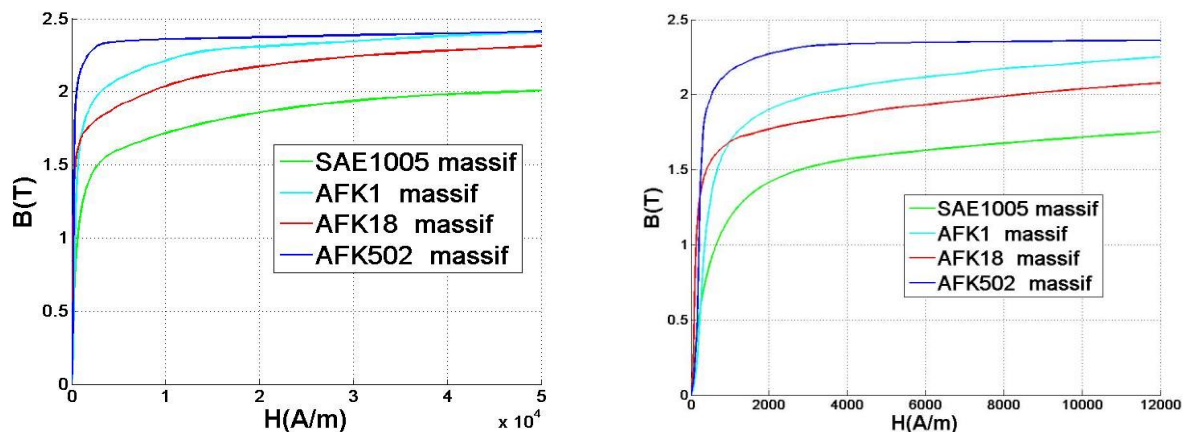


Figure 40 : Courbes de première aimantation des matériaux magnétiques au rotor

Les matériaux magnétiques doux susceptibles d'être utilisés au stator sont le M800-50A et le M330P-35A (Figure 41). Les courbes de première aimantation du M800-50A et du M330P-35A sont très proches. La principale différence entre ces deux matériaux vient des pertes fer qui sont moins importantes pour le M330P-35A.

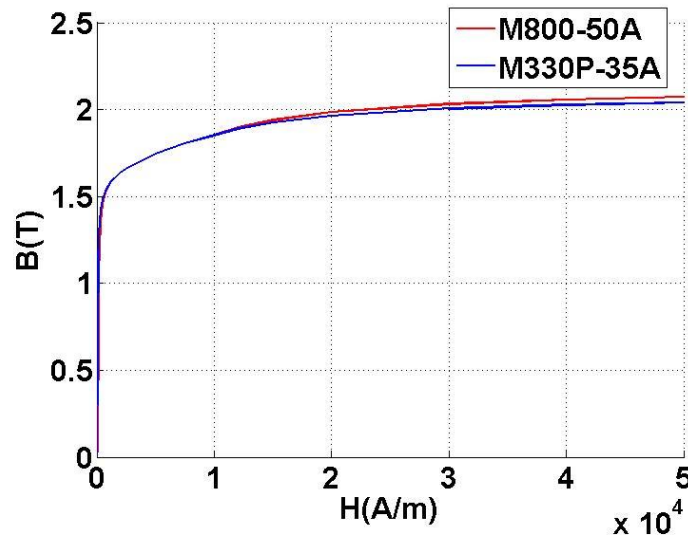


Figure 41 : Courbes de première aimantation des matériaux magnétiques au stator

Nous avons considéré que le stator était constitué de matériaux isotropes ce qui, en réalité, n'est pas le cas suite au feuilletage en tôles. Cette hypothèse va engendrer une légère erreur de modélisation, mais l'ensemble des phénomènes physiques reste correctement modélisé [36].

III.3 Validation du modèle éléments finis

La validation du modèle éléments finis de l'alternateur à griffes sans aimants a été réalisée en comparant les résultats d'essais aux résultats de simulations EF en charge pour l'alternateur initial. On rappelle que cet alternateur a un bobinage d'excitation au rotor et deux bobinages triphasés au stator. Son rotor est en SAE1005 et les tôles stator sont en M800-50A. La géométrie de l'alternateur sans aimants est rappelée sur la Figure 42.

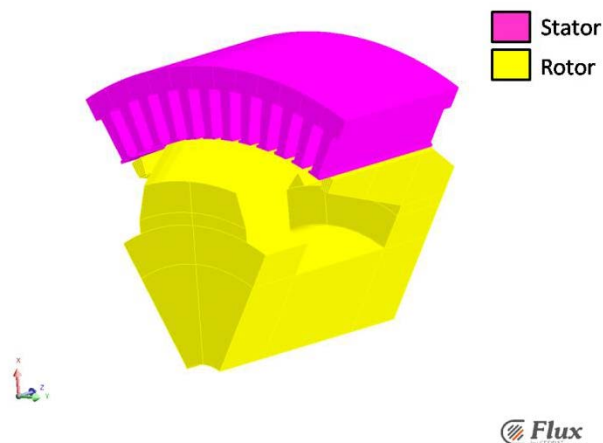


Figure 42 : Géométrie de l'alternateur à griffes sans aimants (ou initial)

Le Tableau 15 présente et compare les résultats de calculs EF et les mesures sur banc du débit net pour différentes vitesses à pleine charge et à plein champ. L'expression plein champ est utilisée pour définir le courant d'excitation obtenu à tension de régulateur maximum ($I_{\text{ex plein champ}} = \frac{U_{\text{reg max}}}{R_{\text{ex}}}$).

	Alternateur Initial					
	1800 tr/min		3000 tr/min		6000 tr/min	
	Essais	EF	Essais	EF	Essais	EF
Débit batterie	120 A	118 A	174 A	180 A	205 A	198 A

Tableau 15 : Performances de l'alternateur initial

L'erreur d'estimation du débit batterie est comprise entre 1 % et 4 %. Les causes d'erreurs sont multiples avec par exemple, les températures des bobinages stator et des diodes qui sont considérées constantes, la modélisation de la géométrie qui n'est pas parfaite ou encore la modélisation des courants de Foucault dans les griffes qui n'est pas intégrée au modèle EF.

En tenant compte des hypothèses de modélisation, nous avons considéré que la précision du modèle élément finis de l'alternateur à griffes sans aimants est suffisante pour réaliser des dimensionnements précis.

III.4 Modélisation de l'alternateur à griffes par réseau de reluctance

Une machine électrique comprend un circuit magnétique et un circuit électrique. Ces deux circuits sont modélisés séparément, mais leur résolution est interdépendante. En plus de leur modélisation, il est donc nécessaire d'introduire un « couplage circuit électrique-circuit magnétique » communément appelé « couplage électromagnétique ». Ce couplage permet de modéliser un phénomène physique complexe couramment appelé "réaction magnétique d'induit". La modélisation des machines tournantes par modèles reluctants n'échappe pas à ces généralités.

Ce paragraphe présente la modélisation complète de l'alternateur à griffes par réseaux de reluctance en commençant par un rappel sur la théorie des réseaux de reluctances. Ensuite, il présente le choix de la philosophie de modélisation associée au modèle reluctant ce qui nous amène à la modélisation du circuit magnétique, du circuit électrique et du couplage électromagnétique. Pour finir, le calcul des pertes vient compléter le modèle.

III.4.1 La théorie des réseaux de reluctances

La théorie des réseaux de reluctances est basée sur l'analogie circuits magnétiques - circuits électriques. Le flux magnétique correspond au courant électrique, les forces magnétomotrices aux tensions et les reluctances aux résistances électriques. La résolution circuit s'effectue à l'aide de la loi des mailles et de la loi des nœuds.

On considère une discrétisation spatiale des lignes de flux en tubes de flux, et cela dans le fer ou dans l'air. Un tube de flux est défini par une surface d'entrée et une surface de sortie correspondant à deux équipotentiels magnétiques. La reluctance associée est définie telle que :

$$R = \frac{V_2 - V_1}{\Phi}$$

Les matériaux magnétiques suivent des lois de comportement non linéaires ce qui se traduit par des variations des reluctances de fer en fonction du niveau de saturation. En effet, plus l'on s'approche de la zone de saturation d'un matériau magnétique, plus sa perméabilité relative diminue et donc sa reluctance associée augmente.

En conception de machines électriques, il est donc souhaitable de prendre en compte la saturation des matériaux magnétiques. On est ainsi plus représentatif de la physique ce qui, dans notre cas, est essentiel afin d'avoir un modèle robuste en optimisation. Le logiciel Reluctool utilisé pour construire le modèle reluctant intègre la saturation dans ces modèles de reluctances.

III.4.2 Le choix de la modélisation

Indépendamment du type de modélisation (analytique, semi-numérique ou EF), le choix du modèle (Potier, Blondel, Park...) et donc des hypothèses associées est un point important pour toute modélisation de machine électrique tournante. Ce choix dépend généralement de la machine à modéliser (machine saturée, machine 2D ou 3D...) et des grandeurs que l'on souhaite calculer (valeur moyenne, ondulations...). La bonne connaissance des différentes modélisations envisageables est alors indispensable.

Ce paragraphe présente les principales modélisations des machines électriques tournantes associées à une modélisation par schéma reluctant. Il ne se veut pas parfaitement exhaustif, mais nous l'avons estimé suffisant pour effectuer notre choix de modélisation.

III.4.2.1 Les modèles à un axe

Les modèles à un axe sont souvent associés au diagramme de fonctionnement de Behn-Eschenburg ou de Potier. Dans le premier cas, on considère que la machine est à pôles lisses, qu'elle ne sature pas et qu'elle peut être modélisée au premier harmonique. Dans le second cas, on considère que la machine est à pôles lisses, qu'elle peut être modélisée au premier harmonique, mais l'on intègre la saturation au modèle. Cette modélisation nécessite la construction d'un seul réseau de reluctance d'où son nom. Elle est couramment utilisée pour obtenir une rapide estimation des performances d'une machine tournante. Dans le cadre d'optimisation, les hypothèses de ce type de modélisation nous paraissent trop restrictives.

III.4.2.2 Les modèles à deux axes

Les modèles à deux axes sont des modèles qui s'appuient sur Park. Cette théorie est basée sur deux hypothèses, la machine est non saturée et peut être modélisée au premier harmonique. La première hypothèse permet de représenter le vecteur champ tournant de la machine sur deux axes en quadrature définis dans le repère tournant associé au rotor. Ces axes sont généralement notés D pour

direct et Q pour quadrature. On considère que l'on peut représenter tous les états de fonctionnement de la machine à partir de la représentation sur ces deux axes. Ce type de modèle est généralement associé au diagramme de fonctionnement de Blondel ce qui permet de modéliser des machines saillantes. Il nécessite la construction d'un réseau de reluctance représentatif du fonctionnement de la machine dans l'axe D et d'un réseau de reluctance représentatif du fonctionnement de la machine dans l'axe Q. Cette modélisation peut être améliorée en intégrant la saturation, mais l'erreur de modélisation due à la saturation croisée reste importante. Ce type de modèle est largement utilisé en commande de machine.

III.4.2.3 Les modèles avec rotation des forces magnétomotrices stator

Le modèle par rotation des forces magnétomotrices stator (FMM stator) est basé sur une modélisation multistatique de la machine. Le principe consiste à construire un réseau de reluctances représentatif des trajets de flux dans la machine quelque soit la position de la FMM stator. Un autre point important de cette modélisation réside dans la représentation de la FMM stator. Elle doit être exprimée sous la forme d'une fonction de l'angle de fonctionnement de l'alternateur ce qui permet de faire tourner la FMM stator.

Si l'on prend pour exemple une modélisation de la FMM stator totale au premier harmonique, on a une fonction FMM stator sinusoïdale fonction de l'angle électrique (Figure 43). Sachant qu'à chaque dent stator correspond une position angulaire, on définit des fonctions $FMM(\theta_{\text{électrique}} \pm \theta_{\text{électrique dentn}})$ pour chaque dent. Cela permet de répartir spatialement la FMM stator totale sur une période électrique. Chaque fonction $FMM(\theta_{\text{électrique}} \pm \theta_{\text{électrique dentn}})$ modélise les NI affectés à la source de FMM correspondant à chaque dent "n".

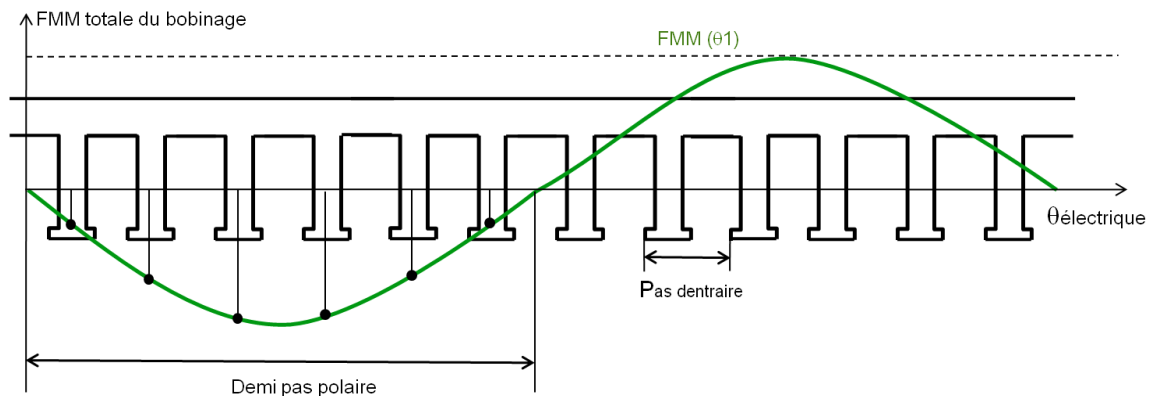


Figure 43 : Modélisation de la FMM stator au premier harmonique avec distribution dans les dents

La modélisation de la FMM totale peut être étendue aux harmoniques ce qui permet une meilleure modélisation de la FMM stator réelle. Ce modèle permet de bien modéliser l'état de saturation de la machine et d'obtenir un calcul précis des grandeurs moyennes.

III.4.2.4 Les modèles avec rotation des forces magnétomotrices et rotation du rotor

Le modèle par rotation des FMM et rotation du rotor permet d'obtenir une modélisation multistatique harmonique de la machine. Ce type de modèle est basé sur le même principe que le modèle par rotation des FMM mais il est complété par l'ajout d'une bande de roulement dans la modélisation de l'entrefer. La bande de roulement est définie par les reluctances d'entrefer qui sont fonction de la position angulaire du rotor. Pour déterminer ces reluctances deux solutions sont classiquement utilisées. La première consiste à exprimer par des relations géométriques les grandeurs qui définissent les reluctances d'entrefer en fonction de la position du rotor. La seconde consiste à définir ces mêmes grandeurs par un calcul de la FFT de la fonction géométrique d'entrefer (Hauteur d'entrefer fonction de l'angle du rotor).

Ce modèle permet de bien modéliser l'état de saturation de la machine et d'obtenir des calculs précis du contenu harmonique pour les différentes grandeurs (couple, FEM...).

III.4.2.5 Le choix de la modélisation

Nous avons vu qu'il existe différentes modélisations soumises à des hypothèses différentes et impliquant la construction de modèles reluctants plus ou moins évolués. Ces différentes connaissances nous permettent de choisir la modélisation la plus adaptée pour l'alternateur à griffes. Nous rappelons ci-dessous les points importants à considérer:

- Les spécificités de la machine électrique (trajet de flux 2D ou 3D, niveau de saturation)
- Le type de simulations à réaliser (simulation machine ou simulation système)
- Les grandeurs à calculer (grandeurs moyennes, calcul des ondulations de couple...)

Le Tableau 16 présente les points positifs et négatifs pour chacune des modélisations vues précédemment appliquée à l'alternateur à griffes.

	Machine électrique		Simulation		Grandeurs à calculer		Résultats d'analyse du contexte	
Informations imposées par le contexte	Trajet de flux 3D	Machine saturée	Simulation machine		Débit batterie moyen pour différentes vitesses			
Modèle à un axe	😊 + 😞	😊 + 😞	😊 + 😞	😊 + 😞	😊 + 😞	😊 + 😞	=	😊 + 😞
Modèle à deux axes	😊 + 😞	😊 + 😞	😊 + 😞	😊 + 😞	😊 + 😞	😊 + 😞	=	😊 + 😞
Modèle avec rotation des FMM	😊 + 😊	😊 + 😊	😊 + 😊	😊 + 😊	😊 + 😊	😊 + 😊	=	😊 + 😊
Modèle avec rotation des FMM et rotation du rotor	😊 + 😊	😊 + 😊	😊 + 😊	😊 + 😊	😊 + 😊	😊 + 😊	=	😊 + 😊

Tableau 16 : Analyse du contexte de modélisation afin de choisir le modèle reluctant le plus adapté à l'étude

D'après le Tableau 16, le modèle reluctant par rotation des FMM et le modèle reluctant par rotation des FMM et rotation du rotor sont les mieux adaptés pour modéliser l'alternateur à griffes. Dans le cadre de ces travaux, nous avons choisi le premier modèle car il est plus simple et plus rapide à développer que le second.

III.4.3 La modélisation des matériaux magnétiques

Dans le logiciel Reluctool, les reluctances saturables sont définies par la formule suivante:

$$R(\varphi) \cdot \varphi = L \cdot H(B) \quad \text{soit} \quad R(\varphi) = \frac{L}{\varphi} \cdot H\left(\frac{\varphi}{S}\right)$$

La non-linéarité des matériaux est donc définie par la relation $H(B)$ couramment appelée courbe de première aimantation. Cette relation est modélisée par la formule analytique suivante :

$$H(B) = \frac{(\mu_r - 2a + 1) \cdot B - (\mu_r \cdot J_s) - J_s \cdot (2a - \mu_r) \sqrt{\left(\frac{(\mu_r - 1) \cdot B}{J_s \cdot (2a - \mu_r)}\right)^2 - \left(\frac{4a \cdot (a - \mu_r)}{(2a - \mu_r)^2}\right)}}{2 \cdot \mu_0 \cdot (\mu_r - a)}$$

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide (A/m)

μ_r : Perméabilité relative propre du matériau

J_s : Polarisation magnétique à saturation (T)

a : Coefficient de réglage du coude

Cette de formulation a l'avantage d'être relativement simple tout en faisant apparaître les paramètres physiques des matériaux. Cependant, en fonction du matériau, elle ne permet pas un fit parfait de la courbe de première aimantation. Des travaux complémentaires réalisés dans le cadre d'un postdoctorat ont rendu possible la description des courbes de première aimantation à partir des points de mesure. Cette modélisation des matériaux n'a pu être utilisée dans le cadre de ces travaux de thèse.

Les différents matériaux magnétiques doux modélisés avec la formulation analytique sont le SAE1005, l'AFK1, l'AFK18, l'AFK502., le M800-50A et le M330P-35A. La Figure 44 présente les courbes de première aimantation des matériaux du rotor.

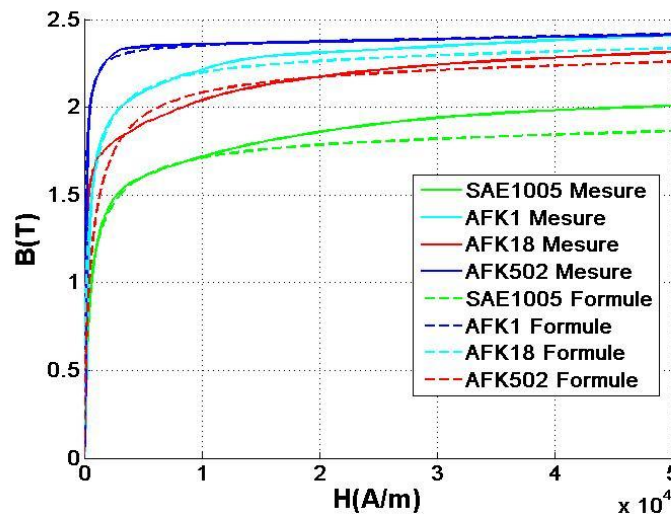


Figure 44 : Courbes de première aimantation des matériaux magnétiques au rotor

La Figure 45 présente uniquement la modélisation du M800-50A car la précision du modèle analytique ne permet pas de faire la distinction entre le M800-50A et le M330P-35A.

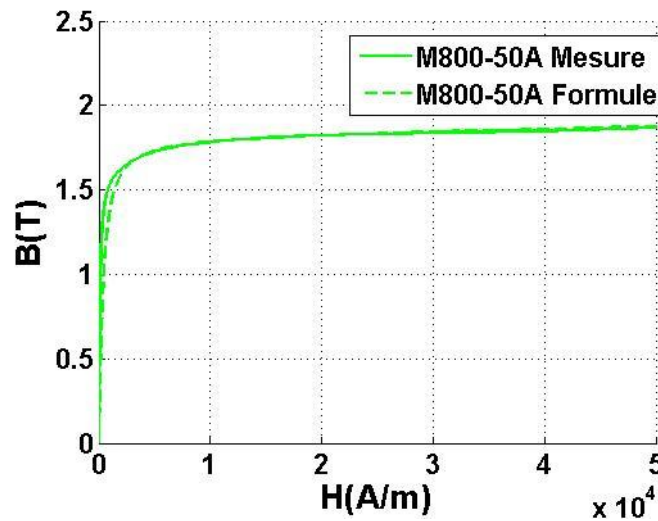


Figure 45 : Courbes de première aimantation des matériaux magnétiques au stator

La modélisation des différentes courbes de première aimantation n'est pas parfaite notamment pour l'AFK18 mais nous avons considéré que l'erreur engendrée dans le cadre de prédimensionnement reste raisonnable.

III.4.4 La modélisation du circuit magnétique

La modélisation du circuit magnétique doit être représentative des différents phénomènes physiques afin d'obtenir un modèle reluctant précis et robuste. Pour cela, il faut identifier les trajets de flux dans la machine afin de définir une topologie correcte. Il est également essentiel de discrétiser en plusieurs éléments reluctants les parties où les variations d'induction sont importantes. Finalement, chaque élément reluctant ainsi que les sources de FMM doivent être calculés en fonction des grandeurs géométriques et électriques de l'alternateur.

Ce paragraphe se décompose en trois parties avec tout d'abord l'identification de la topologie du modèle et le choix du niveau de discrétisation à adopter. Ensuite, les calculs des reluctances de fer et d'air sont exposés. Pour finir, la modélisation des forces magnétomotrices rotor et stator viennent compléter la modélisation du circuit magnétique.

III.4.4.1 Topologie et discrétisation

Les premières étapes de construction du modèle reluctant sont l'identification de la topologie du circuit magnétique équivalent et la définition du niveau de discrétisation pour chacune des parties du circuit magnétique.

L'identification de la topologie du modèle reluctant s'appuie sur l'observation des trajets de flux dans la machine. Le choix du niveau de discrétisation dépend de l'inhomogénéité de l'induction dans les différentes parties du circuit magnétique. Ces différentes observations ont été réalisées à partir de simulations éléments finis pour différents points de fonctionnement. L'étude bibliographique a permis de nous orienter sur le choix de la topologie et sur le niveau de discrétisation à adopter [37]-[38].

Le modèle EF utilisé pour les simulations de construction du modèle reluctant ne représente qu'un pas polaire de l'alternateur (Figure 46). En s'appuyant sur les périodicités, on a réduit la géométrie et également les temps de calcul. Les simulations EF réalisées pour identifier la topologie et le niveau de discrétisation sont des simulations statiques à vide et en charge. Pour des raisons évidentes, nous ne présentons pas tous les points de fonctionnement simulés, mais seulement les exemples qui nous ont semblé les plus pertinents.

III.4.4.1.a Identification de la topologie

Nous avons vu que le modèle reluctant par rotation des FMM doit être valable quelque soit la position des FMM stator par rapport au rotor. Il est donc nécessaire d'identifier et de modéliser tous les trajets de flux dans la machine, et cela quelle que soit la position des FMM par rapport au rotor. Afin de limiter le nombre de simulations EF, nous avons supposé que tous les trajets de flux pouvaient être identifiés par des simulations dans l'axe d et dans l'axe q.

▪ Trajets du flux dans l'axe d

L'identification des trajets de flux dans l'axe d est essentiellement basée sur des simulations EF à vide. Dans cet axe, les trajets du flux à vide et en charge ne varient pas beaucoup, cependant certaines fuites comme les fuites de têtes de bobines ou encore les fuites entre dents stator nécessitent une simulation en charge.

La Figure 46 présente le trajet du flux dit principal sur un pas polaire avec le rotor dans l'axe d de la machine.

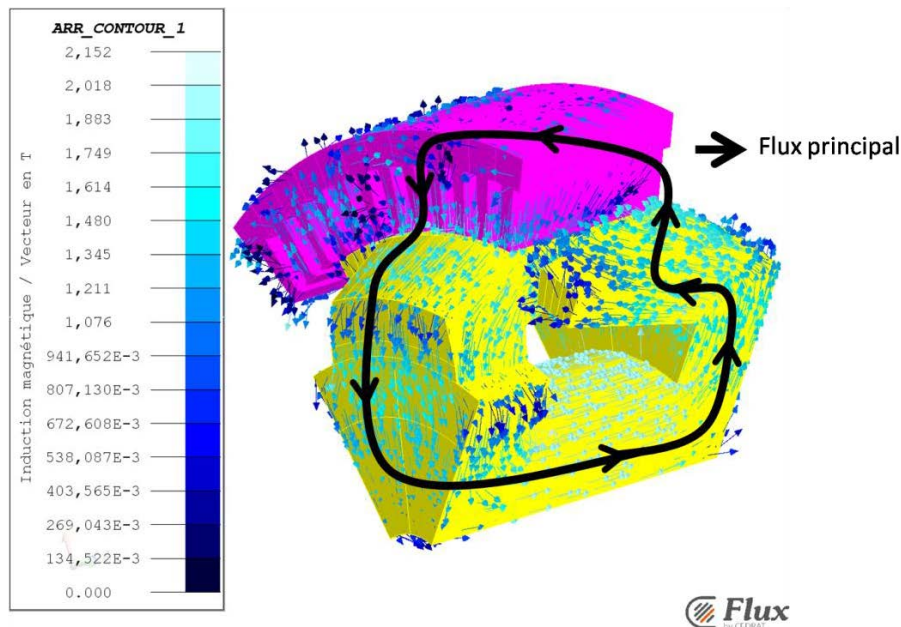


Figure 46 : Trajet du flux principal dans l'alternateur sur un pas polaire dans l'axe d

Le flux principal part du noyau suivant la direction axiale de la machine. Il remonte dans les plateaux selon la direction radiale, traverse les griffes et remonte radialement dans les dents du stator. Enfin, le flux traverse la culasse suivant la direction tangentielle puis redescend dans le noyau de la même façon, mais par le pôle opposé.

Le trajet du flux principal passe par huit parties distinctes bien caractéristiques de la géométrie de l'alternateur avec dans cet ordre: le noyau, les plateaux 1, les plateaux 2, les coudes, les griffes, l'entrefer, les dents et la culasse. À chacune de ces parties est associée au moins une reluctance. Une première discrétisation plus ou moins grossière du circuit magnétique permet de construire la topologie de base du modèle reluctant (Figure 47).

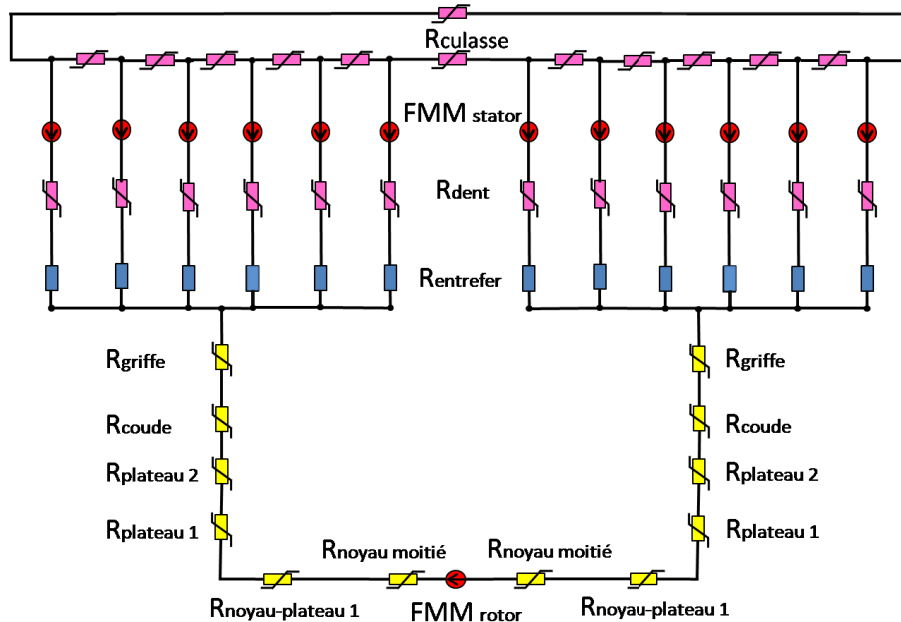


Figure 47 : Schéma reluctant associé au trajet principal du flux dans l'alternateur sur un pas polaire

Les discrétisations observées sur la Figure 47 sont justifiées par les raisons suivantes:

- Afin d'être cohérent avec le modèle reluctant par rotation des FMM stator, il est nécessaire de représenter chacune des dents afin d'y placer les sources de FMM stator.
- Le noyau porte la source d'ampères tour rotor ce qui nous impose de placer cette dernière en son milieu.
- Il est important de bien modéliser l'entrefer, car c'est la partie la plus reluctante du circuit magnétique et donc la plus sujette à introduire des erreurs. Dans un premier temps, l'entrefer est discrétisé en autant d'éléments que le nombre de dents.

Pour compléter la topologie du schéma reluctant, il faut maintenant identifier les différents flux de fuites. La Figure 48, la Figure 49, la Figure 50 et la Figure 51 mettent en évidence les fuites au rotor de la machine. Avec par ordre d'importance:

- Les fuites griffe - griffe (Figure 49)
- Les fuites bout griffes - coudes (Figure 51)
- Les fuites dessus plateau1 - bout griffe (Figure 48)
- Les fuites dessus et côté plateau 1 - dessous griffe (Figure 48)
- Les fuites dessous griffe - dessous griffe (Figure 50)
- Les fuites noyau - côté plateau1 (Figure 48)
- Les fuites stator - coude. (Figure 48)
- Les fuites noyau - griffe (Figure 48)
- Les fuites dessous griffe - plateau 1 et 2 (Figure 48)
- Les fuites noyau - noyau (Figure 48)

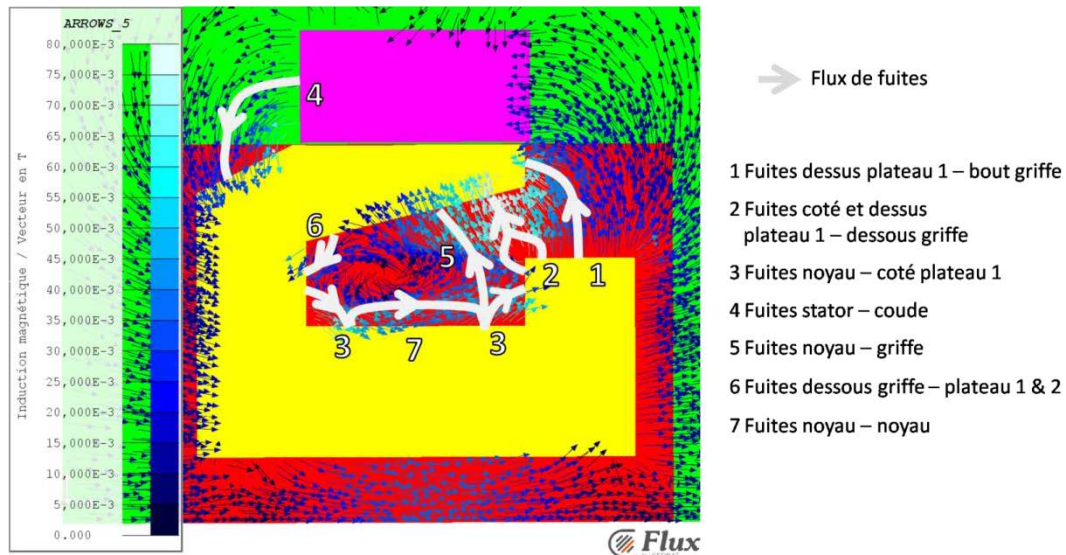


Figure 48 : Plan de coupe longitudinale 2D de l'alternateur permettant d'identifier les flux de fuites: "plateau1 - bout griffe", "coté et dessus plateau1 - dessous griffe", "noyau - coté plateau1", "stator - coude", "noyau - griffe" et "dessous griffe - plateau1 & 2"

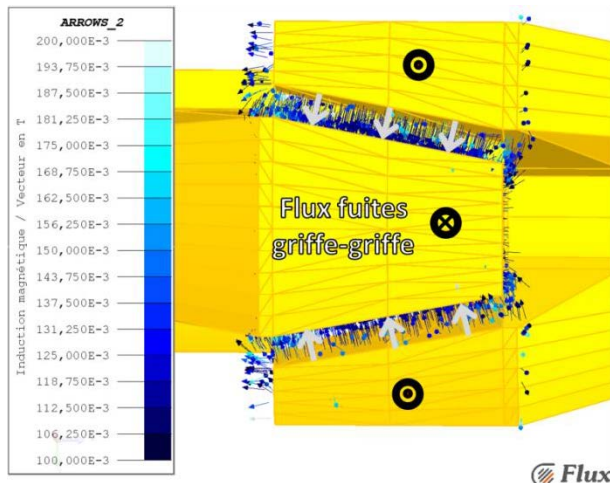


Figure 49 : Vue de dessus du rotor permettant d'identifier le flux de fuites "griffe-griffe"

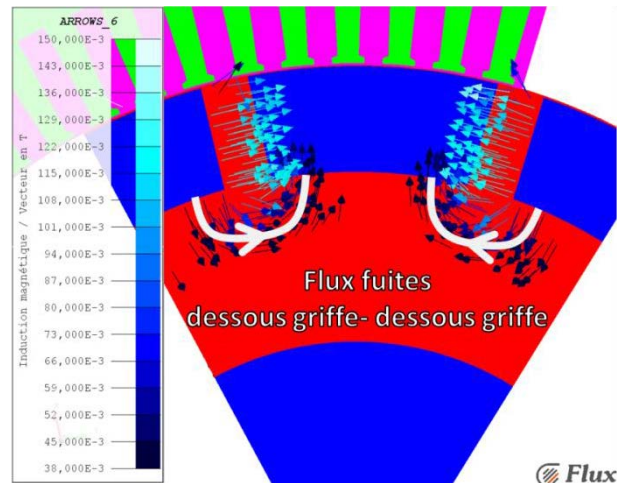


Figure 50 : Vue de dessus du rotor permettant d'identifier le flux de fuites "dessous griffe-dessous griffe"

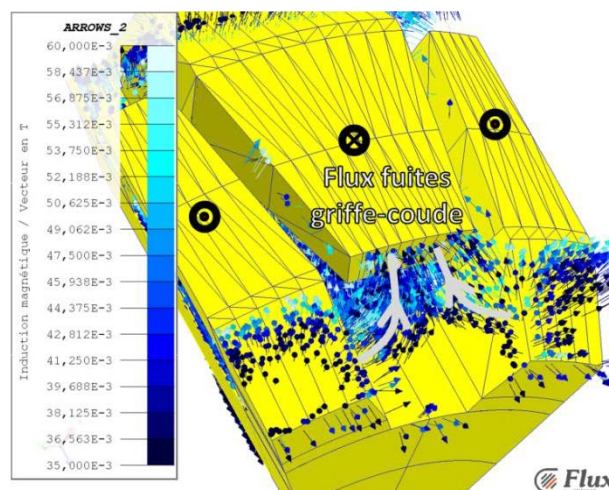


Figure 51 : Vue de dessus du rotor permettant d'identifier le flux de fuites "griffe - coude"

Les fuites au rotor sont très importantes, il faut les prendre en compte correctement afin d'obtenir un modèle physiquement correct. En fonction du niveau de saturation des reluctances ferromagnétiques, les reluctances de fuites vont laisser passer plus ou moins de flux. Elles intègrent entre autres la modélisation du caractère homopolaire de l'alternateur à griffes.

La Figure 52, la Figure 53 et la Figure 54 mettent en évidence les flux de fuites au stator de l'alternateur.

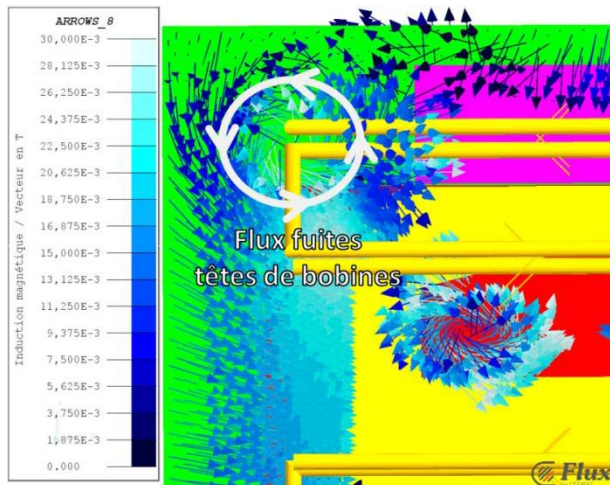


Figure 52 : Plan de coupe longitudinale 2D de l'alternateur permettant d'identifier les flux de fuites de "têtes de bobines"

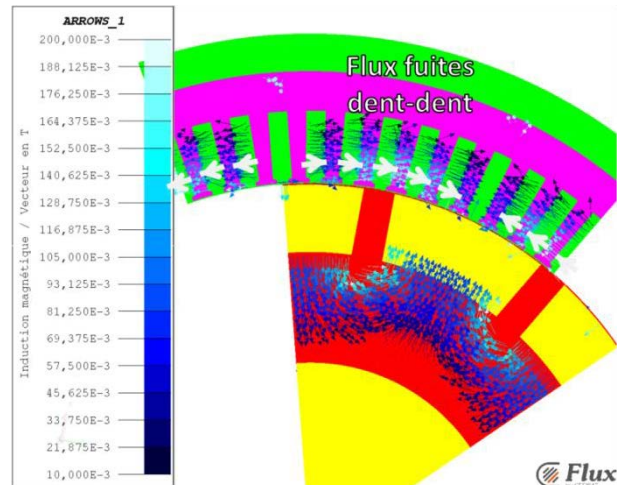


Figure 53 : Plan de coupe radial en 2D de l'alternateur permettant d'identifier le flux de fuites "dent-dent"

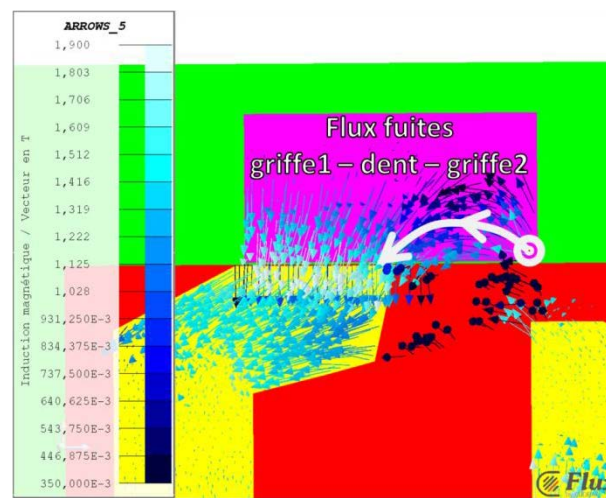


Figure 54 : Plan de coupe longitudinale 2D de l'alternateur permettant d'identifier les flux de fuites "griffe1 - dent - griffe2"

La Figure 52 et la Figure 53 montrent respectivement les fuites de têtes de bobine et les fuites entre les dents stator. Ces fuites sont généralement modélisées par un calcul analytique de l'inductance de fuite stator. Dans notre cas, nous avons choisi d'intégrer leur modélisation au modèle reluctant afin que tous les phénomènes électromagnétiques couplés soient modélisés au mieux.

La Figure 54 met en évidence un trajet de flux longitudinal dans une dent du stator. Ce trajet de flux est possible, car la dent stator se situant dans l'espace inter-griffe est légèrement en vis-à-vis avec 2

griffes. Ce flux est considéré comme du flux de fuite, car il ne participe pas à la création de force électromotrice. Dans le cas d'un alternateur à 6 paires de pôles et 6 encoches par pôle, il faut relativiser son importance, car le nombre important de dents réduit beaucoup les surfaces en vis-à-vis des 2 griffes.

Ces différentes observations nous amènent à définir la topologie représentée sur la Figure 55.

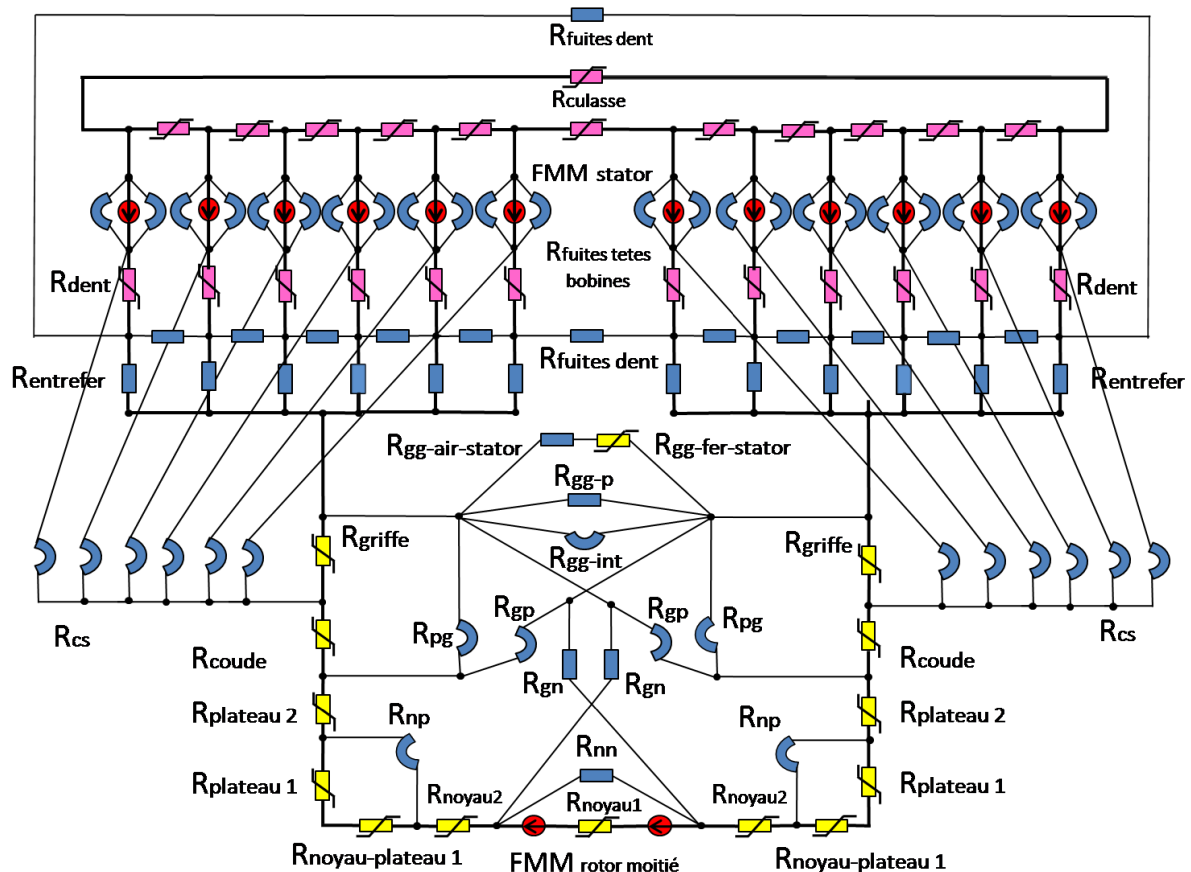


Figure 55 : Schéma reluctant intermédiaire de l'alternateur à griffes

Il faut vérifier que cette topologie est valable dans l'axe q afin de pouvoir la valider de façon cohérente par rapport au modèle par rotation des FMM stator.

- Trajets du flux dans l'axe q

Si l'on regarde le trajet du flux à vide dans l'axe q (Figure 56), on observe les mêmes lignes de flux que pour l'axe d. En effet, à vide le trajet du flux étant généré par la bobine d'excitation, son trajet est identique quelque soit la position du rotor.

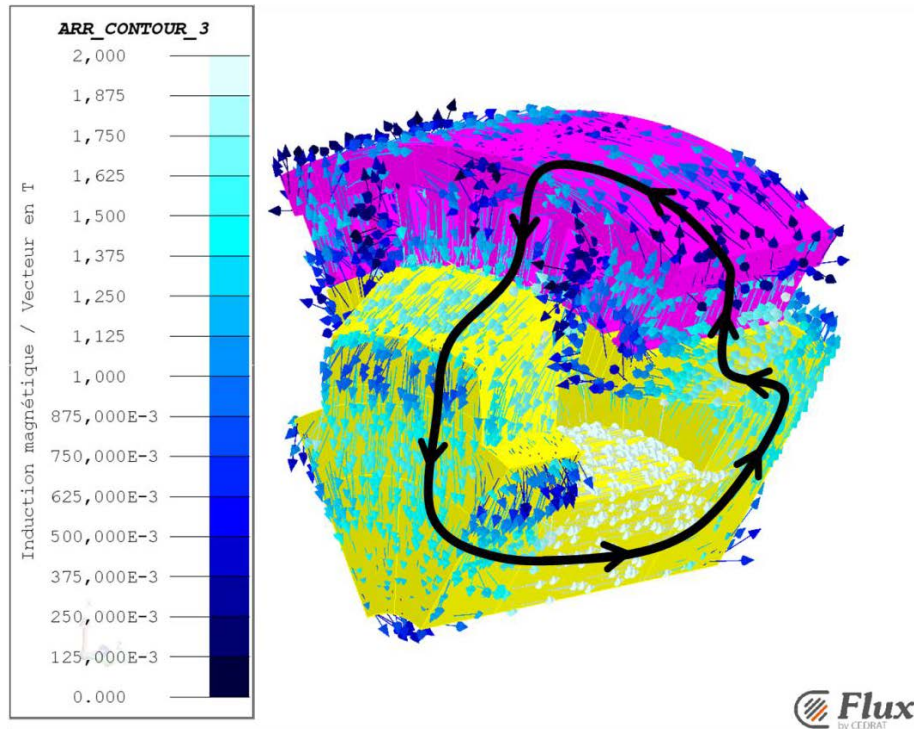


Figure 56 : Trajet du flux principal dans l'alternateur sur un pas polaire dans l'axe q

Dans l'axe q, en charge, le maximum de la FMM stator se situe en vis-à-vis de l'espace inter-griffes. Les maxima des polarités magnétiques stator (espace inter-griffes) et rotor (milieu des griffes) sont décalés de 90° électriques. La moitié du flux d'induit va donc renforcer le flux inducteur et l'autre moitié s'y opposer. Le trajet du flux résultant va alors beaucoup dépendre de la valeur du courant stator. La Figure 57 et la Figure 58 présentent ce trajet respectivement pour un courant stator nul et un courant de 60 A.

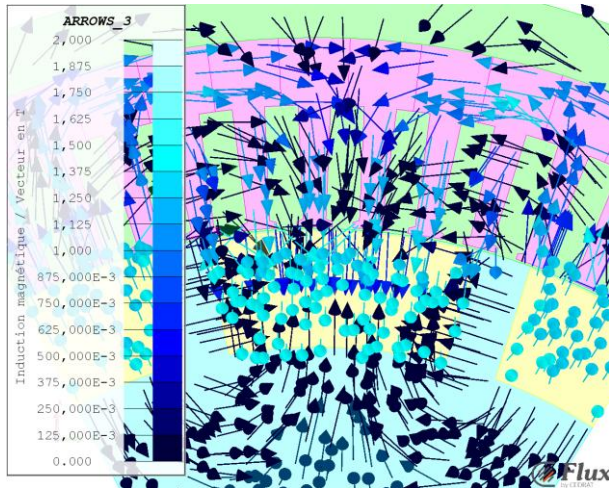


Figure 57 : Plan de coupe radiale 2D de l'alternateur permettant d'identifier le trajet du flux principal dans l'axe q (Courant stator de 0 A)

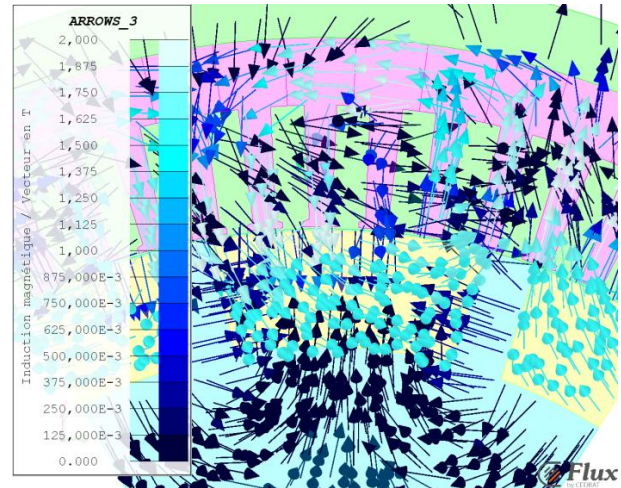


Figure 58 : Plan de coupe radiale 2D de l'alternateur permettant d'identifier le trajet du flux principal dans l'axe q (Courant stator de 60 A)

On voit que pour des valeurs de courant stator élevé (Figure 58), le flux principal se sépare en deux au niveau de la griffe avec une partie qui suit le trajet classique (Figure 56) et une autre partie qui traverse la griffe dans sa largeur.

Il paraît très délicat de définir une modélisation robuste des griffes intégrant des trajets de flux dans plusieurs directions en fonction du point de fonctionnement notamment en vue de faire de l'optimisation. Nous avons fait l'hypothèse que la partie du flux qui traverse l'entrefer puis la griffe selon sa largeur et à nouveau l'entrefer pouvait être modélisée en ne considérant que les réluctances d'entrefer. Sous cette hypothèse, la topologie du schéma relucant proposé précédemment (Figure 55) n'est pas modifiée. Cette topologie est assez proche de celle proposée dans [37] et [39].

Maintenant que l'on a déterminé la topologie du circuit relucant, il faut définir la discrétisation à apporter à chaque élément du modèle.

III.4.4.1.b Choix du niveau de discrétisation

La discrétisation d'un modèle relucant correspond au nombre d'éléments relucants qui le constitue. On peut considérer que c'est l'équivalent du nombre d'éléments de maillage d'une simulation éléments finis. D'une façon générale, plus on discrétise notre modèle, plus ce dernier sera précis. Le niveau de discrétisation va donc dépendre de la précision souhaitée. Les quelques remarques suivantes peuvent aider à obtenir une discrétisation judicieuse :

- Un tube de flux correctement modélisé doit être représentatif de la géométrie et de la valeur du flux dans cette dernière ce qui se traduit par une bonne représentation du niveau d'induction. L'observation des iso-inductions est alors un indicateur précieux. En effet, cela permet d'identifier les parties où l'induction est homogène ou à l'inverse inhomogène. Plus l'induction est inhomogène plus il va falloir d'éléments relucants pour modéliser le circuit magnétique considéré.
- Il est parfois nécessaire de discrétiser une partie ferromagnétique, ou d'air, en plusieurs relucances afin de représenter au mieux une géométrie complexe.
- La discrétisation du modèle doit rester cohérente avec la philosophie de modélisation choisie. Une modélisation impliquant des hypothèses fortes nécessite une discrétisation moyenne voir faible et vice-versa.
- Les modèles relucants sont des modèles de prédimensionnement qui n'ont pas vocation à remplacer un dimensionnement fin réalisé avec un modèle EF.

Ces remarques mettent en évidence qu'il existe un compromis à trouver entre le niveau de discrétisation et la précision souhaitée. La discrétisation idéale doit permettre d'obtenir une bonne représentation de la physique (niveau de saturation par exemple) sans trop alourdir le modèle. Le bon sens et l'expérience du concepteur sont alors une aide précieuse.

▪ Discrétisation du rotor

L'inhomogénéité de l'induction dans une partie ferromagnétique est souvent due à une répartition discrète des tubes de flux d'entrée où/et de sortie dans l'air ce qui est généralement le signe de la présence de fuites. Par exemple, une griffe présente plusieurs flux d'entrée (où/et de sortie) répartis selon l'axe longitudinal. Discrétiser en plusieurs relucances la partie ferromagnétique permet d'introduire les relucances d'air modélisant les entrées où/et de sorties du flux et donc les fuites.

La Figure 59 montre les iso-inductions dans le rotor et le stator de l'alternateur dans le cas d'une simulation à vide.

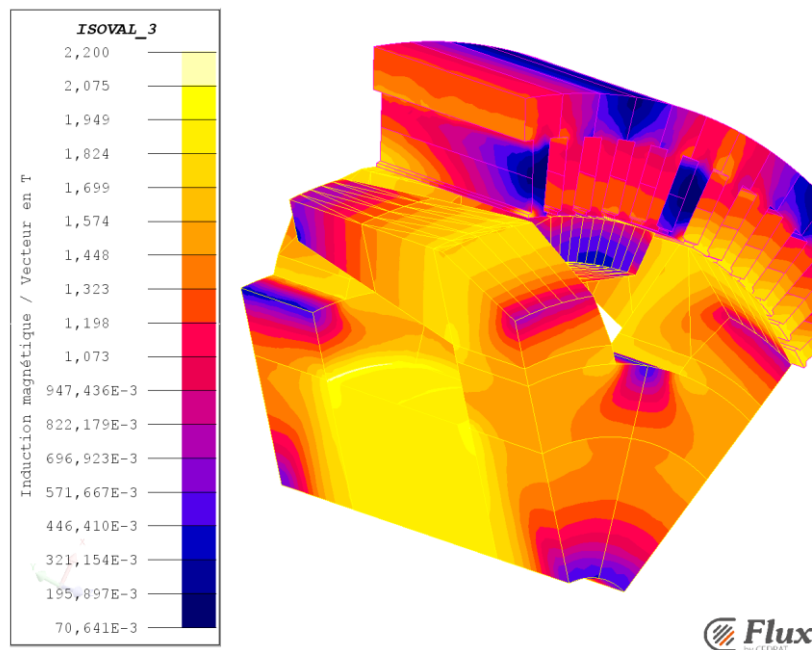


Figure 59 : Iso-induction dans l'alternateur dans le cas d'une simulation à vide

On remarque que l'induction dans les griffes est très inhomogène. Elle varie entre 0,1 T et 1,8 T selon l'axe longitudinal de la machine. Sachant que l'alternateur a une réaction magnétique d'induit démagnétisante, il est important de vérifier cette observation en charge (Figure 60, Figure 61 et Figure 62).

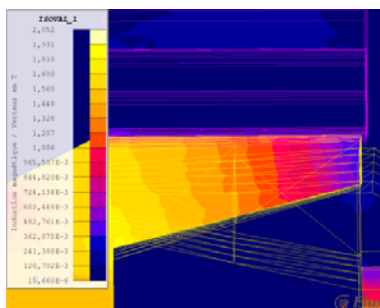


Figure 60 : Iso-induction dans une griffe avec $I_s = 20\text{ A}$

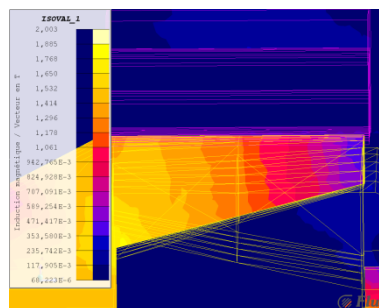


Figure 61 : Iso-induction dans une griffe avec $I_s = 40\text{ A}$

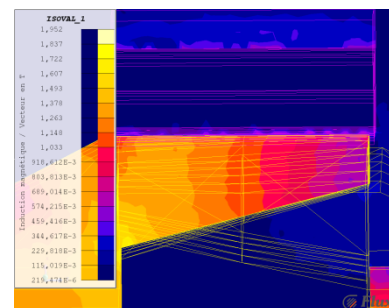


Figure 62 : Iso-induction dans une griffe avec $I_s = 60\text{ A}$

Les figures ci-dessus confirment la présence d'une induction inhomogène quelque soit le point de fonctionnement observé. Les griffes sont les parties du rotor qui échangent le flux utile avec le stator et comme nous l'avons constaté au paragraphe précédent, elles sont liées à la plupart des flux de fuites au rotor avec notamment les fuites entre griffes (Figure 49). Il est donc important que leur modélisation soit précise. Nous avons décidé de discrétiser les griffes en quatre éléments selon l'axe longitudinal de la machine. Notons que cette discrétisation implique la même discrétisation pour l'entrefer ainsi que pour certaines fuites rotor. Nous avons également choisi de discrétiser le coude en 2 parties, car ce dernier participe souvent au prolongement de la surface d'échange entre les griffes et le stator (Figure 59).

Suite à la discrétisation de la griffe, il nous a paru important de discrétiser plus finement le noyau même si ce dernier est uniformément aimanté. Ceci permet d'introduire correctement les

différentes fuites avec les griffes. La force magnétomotrice rotor a également été discrétisée plus finement afin d'équilibrer sa représentation par rapport aux différentes fuites.

▪ Discrétisation du stator

Le stator est une partie du circuit magnétique où l'induction est inhomogène notamment dans les dents. Dans une machine classique à largeur d'encoche constante, l'induction dans les dents est inhomogène selon l'axe radial, car la largeur des dents ainsi que la répartition des fuites entre dents varient en fonction de la hauteur de dent (Figure 63). Dans notre cas, il faut également tenir compte de l'influence de la géométrie des griffes qui est variable selon l'axe longitudinal ce qui induit des niveaux d'induction dans les dents variables dans les axes longitudinal et tangentiel (Figure 64).

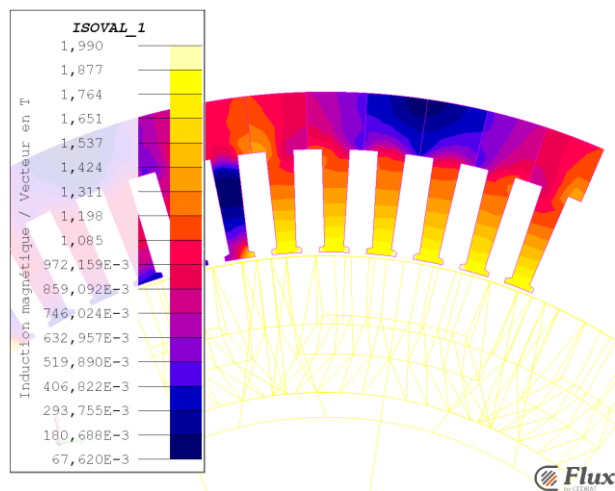


Figure 63 : Iso-induction dans le stator dans l'axe d à vide (vue de côté)

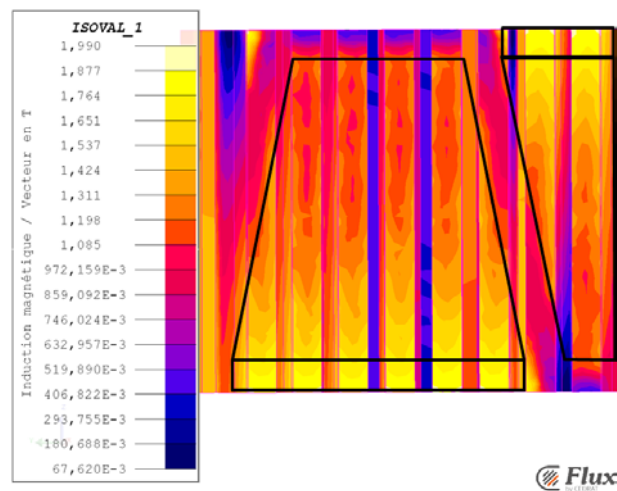


Figure 64 : Iso-induction dans le stator dans l'axe d à vide (vue de dessous)

Nous verrons plus loin que la répartition des zones de saturation dans les dents varie également en fonction du point de fonctionnement (Figure 67 à Figure 77).

Ces différentes constatations auraient dû nous pousser à discrétiser les dents selon l'axe radial et longitudinal de l'alternateur. Cependant, la discrétisation des griffes nécessite déjà un grand nombre de reluctances. Afin de ne pas trop alourdir le modèle, nous avons choisi de modéliser chaque dent par une seule reluctance.

Nous verrons plus loin que pour représenter au mieux les niveaux d'induction dans chaque dent, nous avons paramétré la surface des dents en fonction du point de fonctionnement et plus précisément en fonction de la position de la FMM stator (III.4.4.2.b Modélisation des reluctances des dents).

- Schéma reluctant final

En considérant toutes les discrétisations décrites précédemment, on obtient le schéma reluctant présenté par la Figure 65. Le schéma final est un modèle complexe présentant un niveau de discrétisation assez élevé nécessaire à la modélisation d'une machine électrique exigeante.

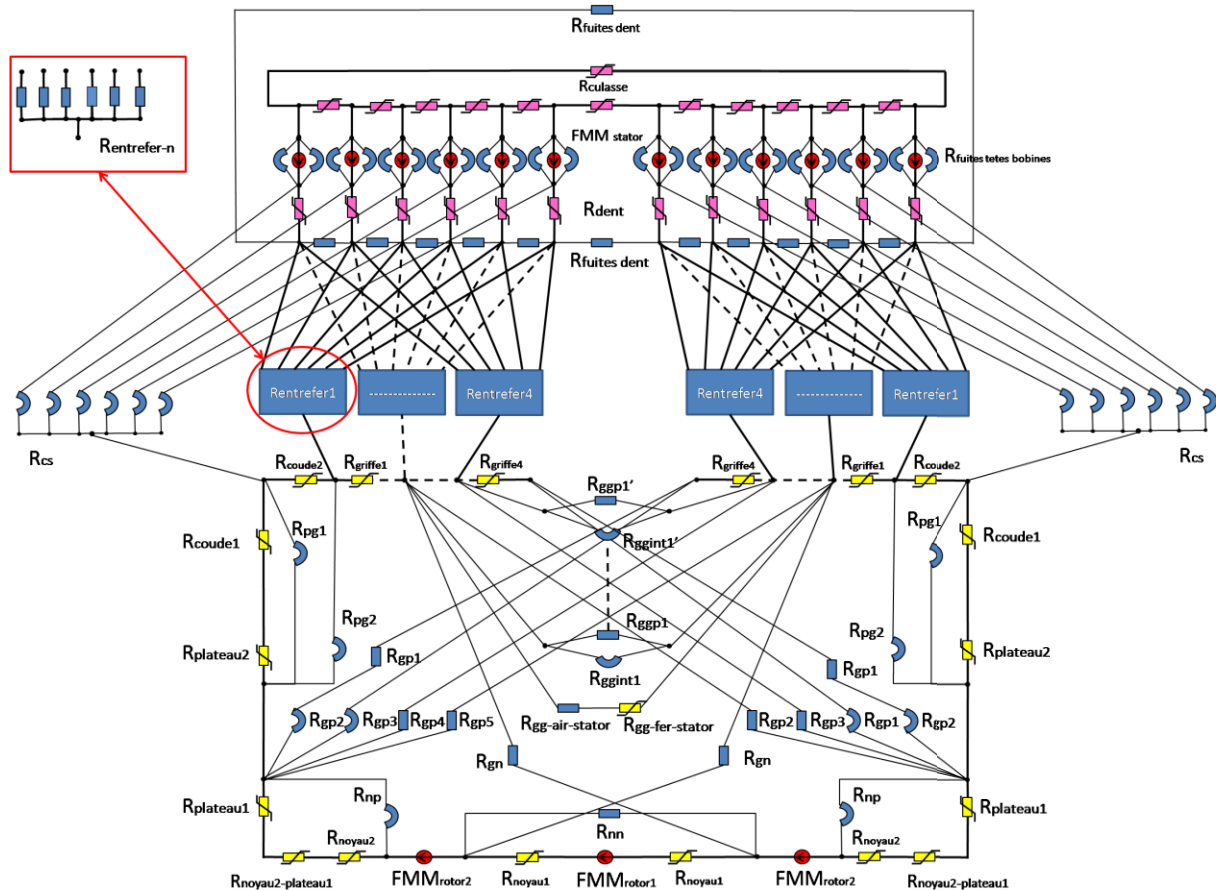


Figure 65 : Schéma reluctant final de l'alternateur à griffes

Une fois la topologie et la discrétisation du modèle reluctant identifiées, il faut définir les différentes grandeurs associées à chacune des reluctances.

III.4.4.2 Calcul des différentes reluctances

Le bon paramétrage des reluctances est essentiel, car il est garant de la précision du modèle et de sa cohérence en optimisation. Les paragraphes suivants présentent le paramétrage des reluctances d'entrefer et de dent. Les calculs des autres reluctances sont donnés en annexe.

III.4.4.2.a Modélisation des reluctances d'entrefer

En régime non saturé, les reluctances d'entrefer sont les reluctances qui ont les valeurs les plus grandes de la maille principale et par conséquent, ce sont elles qui vont fixer la valeur du flux. Leur modélisation est un facteur déterminant dans la précision du modèle.

L'entrefer est discrétisé en 24 reluctances par pôle (Figure 66) et le trajet du flux est considéré comme radial quelque soit la reluctance.

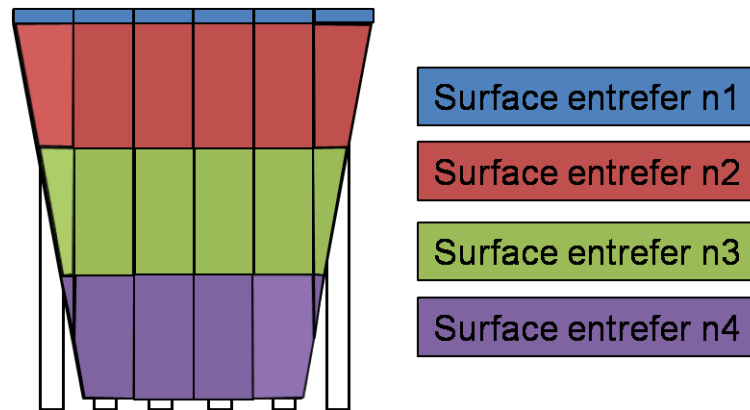


Figure 66 : Discretisation des surfaces des reluctances d'entrefer

Sur la Figure 66, on voit que selon la géométrie de la griffe, certaines surfaces d'entrefer ne sont pas pleines voire même nulles. Un programme a été développé pour calculer les surfaces d'entrefer $S_{\text{entrefer_nm fonction}}$ en fonction des valeurs des paramètres de la griffe ("n" étant le numéro de la dent et "m" le numéro de discrétisation de l'entrefer). Si l'une des surfaces d'entrefer est très petite ou nulle, le logiciel Reluctool supprime les reluctances correspondantes lors de la compilation du modèle. Ainsi, le modèle converge mieux et le temps de calcul est réduit.

$$\begin{aligned} S_{\text{entrefer_1m}} &= S_{\text{entrefer_1m fonction}} \\ &\vdots \\ S_{\text{entrefer_6m}} &= S_{\text{entrefer_6m fonction}} \\ L_{\text{entrefer}} &= e \end{aligned}$$

III.4.4.2.b

Modélisation des reluctances des dents

Nous avons vu que les niveaux d'induction dans les dents sont élevés et inhomogènes (Figure 63 et Figure 64). Afin de ne pas alourdir le modèle, nous avons choisi de modéliser chaque dent par une seule reluctance même si une discrétisation aurait été plus pertinente. Pour s'affranchir de la discrétisation sans trop dégrader le modèle, nous avons choisi de considérer une surface équivalente que nous appelons "surfaces utiles" ou "surfaces efficaces". Ces surfaces sont sollicitées par les interactions entre flux inducteur - flux induit. On notera que ces interactions peuvent être magnétisantes ou démagnétisantes selon le point de fonctionnement.

Pour évaluer les surfaces à considérer en fonction des points de fonctionnement, nous avons fait l'analyse de la répartition des iso-inductions au stator à vide, en charge dans l'axe-D et en charge dans l'axe-Q (Figure 67 à Figure 70). Ces différentes simulations ont été effectuées pour deux géométries de griffes bien distinctes afin d'identifier au mieux leurs influences.

▪ **Surface utile pour une simulation à vide**

La Figure 67 à la Figure 70 présentent les iso-inductions au stator pour des simulations à vide.

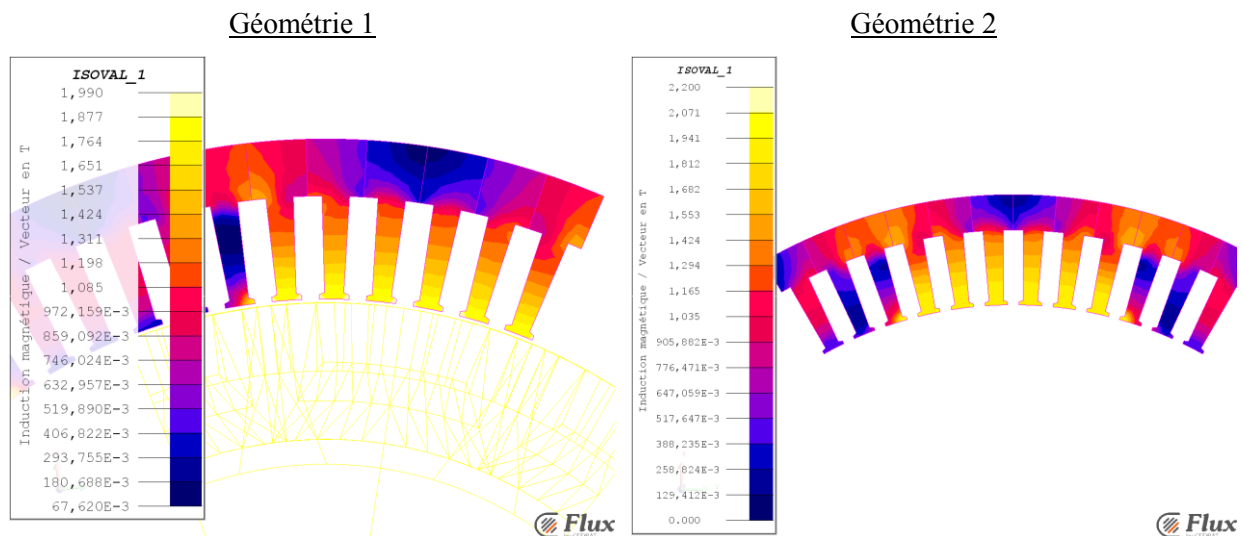


Figure 67 : Iso-induction à vide dans le stator de la géométrie 1 (vue de côté)

Figure 68 : Iso-induction à vide dans le stator de la géométrie 2 (vue de côté)

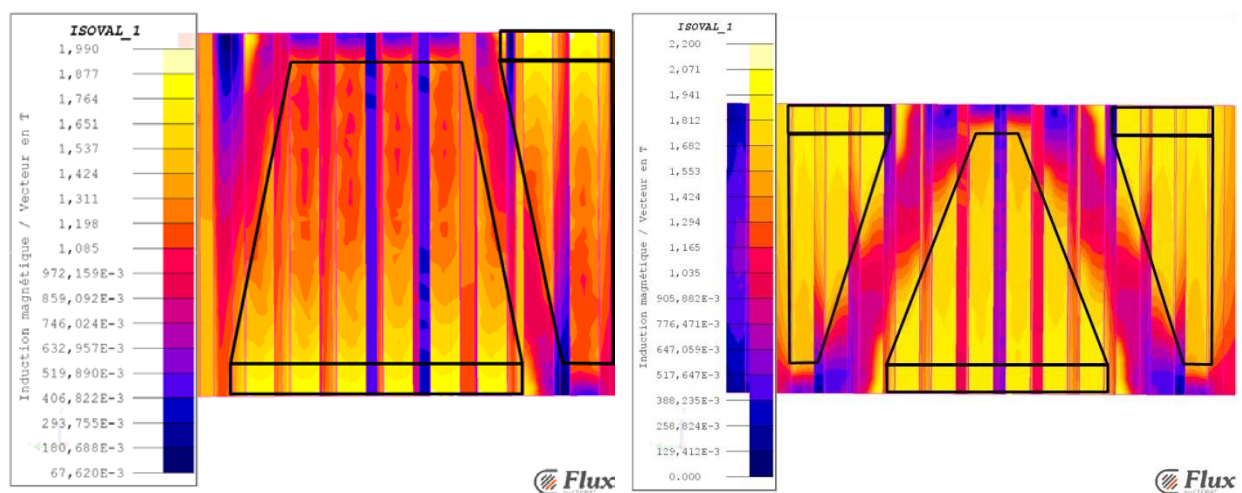


Figure 69 : Iso-induction à vide dans le stator de la géométrie de griffe 1 (vue de dessous)

Figure 70 : Iso-induction à vide dans le stator de la géométrie de griffe 2 (vue de dessous)

À vide, la FMM stator est nulle, seul le flux inducteur parcourt la machine selon l'axe direct (centre des griffes). L'interaction flux inducteur - flux induit n'est donc pas présente ce qui se traduit par des niveaux d'induction élevés dans les parties des dents qui sont en vis-à-vis avec les griffes et cela quelque soit la géométrie (Figure 67 à Figure 70). L'épanouissement du flux autour de la surface de vis-à-vis avec les griffes est faible. Il est légèrement supérieure pour la géométrie de griffe n°2 qui a une longueur de bout de griffes plus petite.

Pour un fonctionnement à vide et quelque soit la géométrie de griffe, nous considérons que la surface utile de chaque dent correspond à la surface en vis-à-vis avec une griffe. Les calculs des différentes surfaces de dents sont donnés par les relations suivantes:

$$C_{\text{Correction dent1}} = \sum_{n=1}^{n=4} S_{\text{entrefeer_1m fonction}} \cdot \frac{1}{S_{\text{entrefeer totale}}} < 1$$

$$S_{\text{entrefeer totale}} = L_s \cdot P_{\text{as dentaire entrefeer}}$$

$$C_{\text{Correction dent6}} = \sum_{n=1}^{n=4} S_{\text{entrefeer_6m fonction}} \cdot \frac{1}{S_{\text{entrefeer totale}}} < 1$$

$$S_{\text{dent totale}} = \frac{L_s + L_n}{2} \cdot L_d$$

$$S_{\text{dent1}} = C_{\text{Correction dent1}} \cdot S_{\text{dent totale}}$$

⋮

$$S_{\text{dent6}} = C_{\text{Correction dent6}} \cdot S_{\text{dent totale}}$$

L_d :largeur d'une dent à mi-hauteur de dent

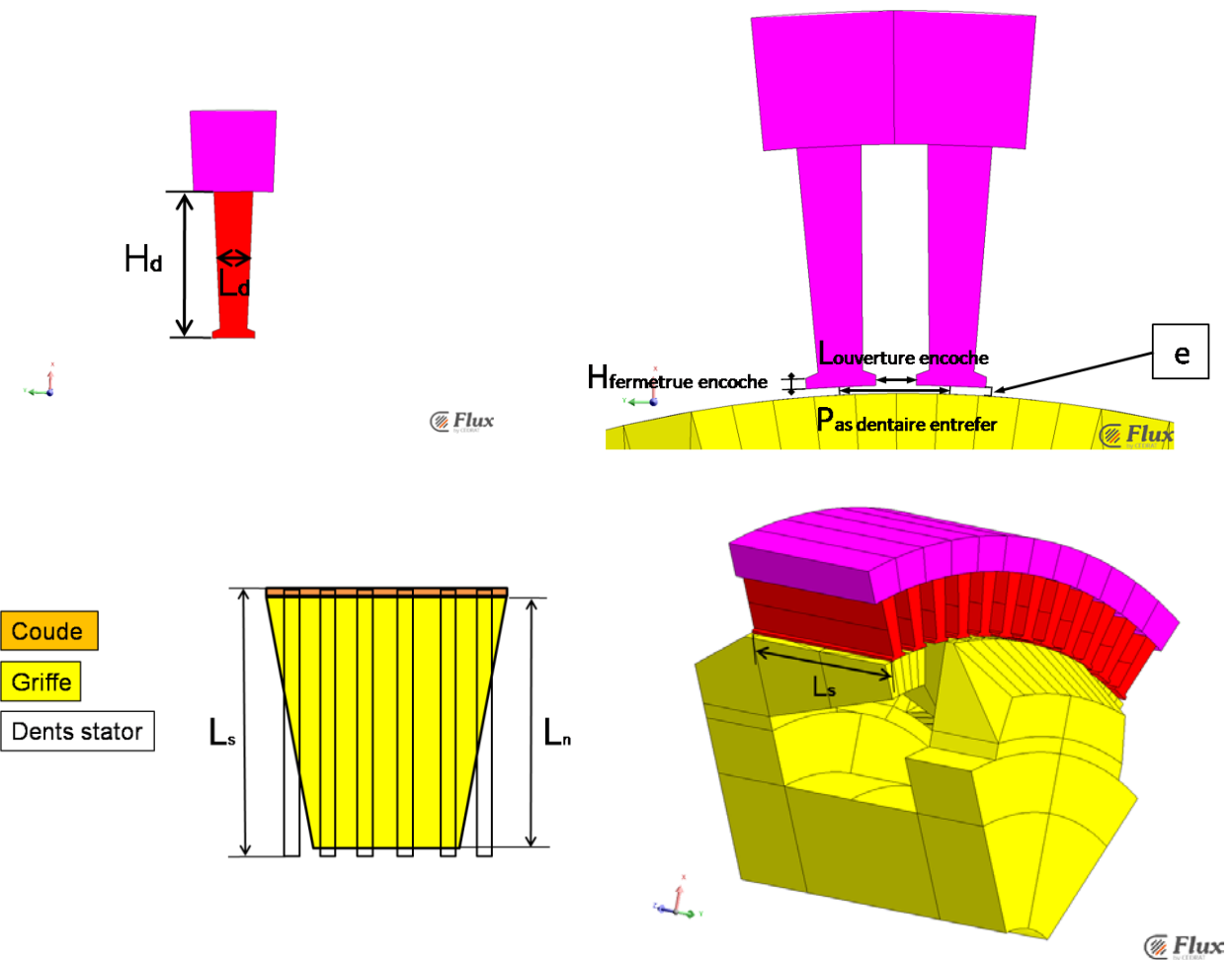


Figure 71 : Paramétrage des dents

Il faut maintenant effectuer les mêmes observations en charge ce qui va nous permettre de valider ou de corriger les surfaces utiles des dents à considérer en fonction du point de fonctionnement.

▪ **Surface utile pour une simulation en charge dans l'axe direct**

La Figure 72 à la Figure 77 présentent les iso-inductions au stator pour des simulations en charge dans l'axe-D.

Géométrie 1

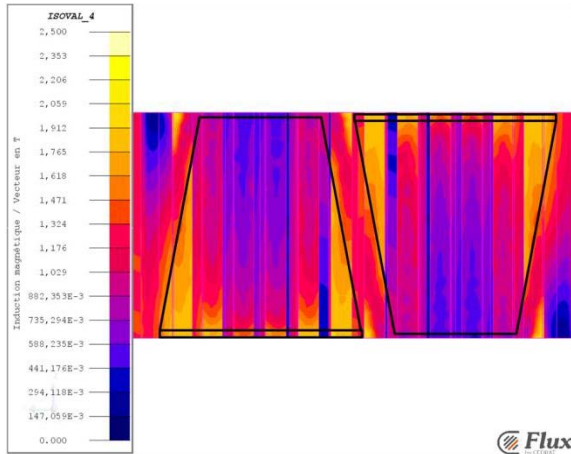


Figure 72 : Iso-induction au stator de la géométrie 1 dans l'axe d en charge ($I_s = 15 A$)

Géométrie 2

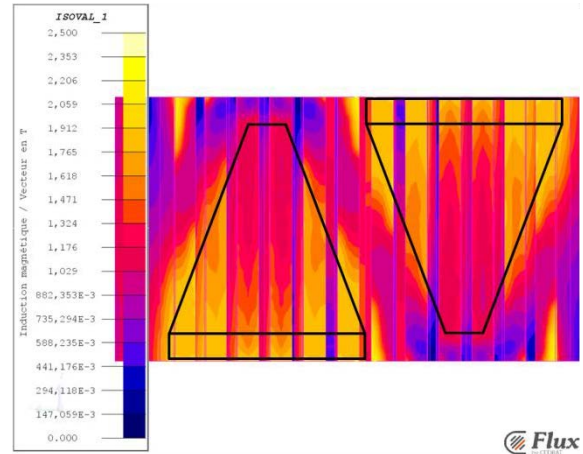


Figure 73 : Iso-induction au stator de la géométrie 2 dans l'axe d en charge ($I_s = 20 A$)

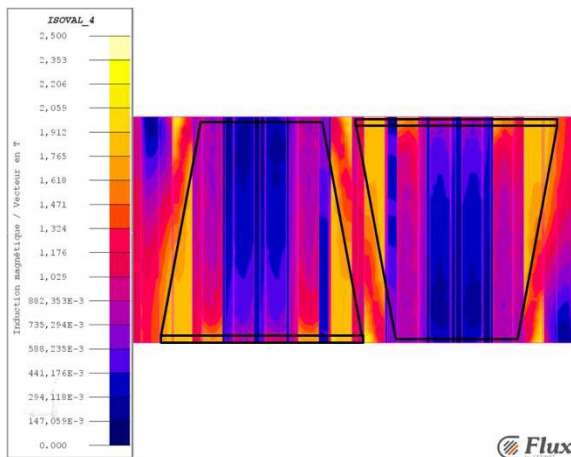


Figure 74 : Iso-induction au stator de la géométrie 1 dans l'axe d en charge ($I_s = 25 A$)

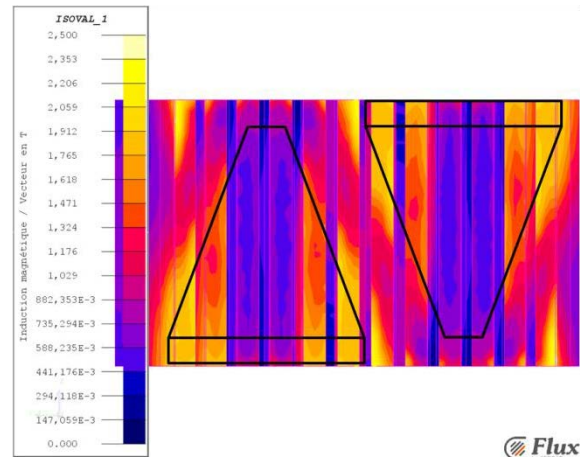


Figure 75 : Iso-induction au stator de la géométrie 2 dans l'axe d en charge ($I_s = 40 A$)

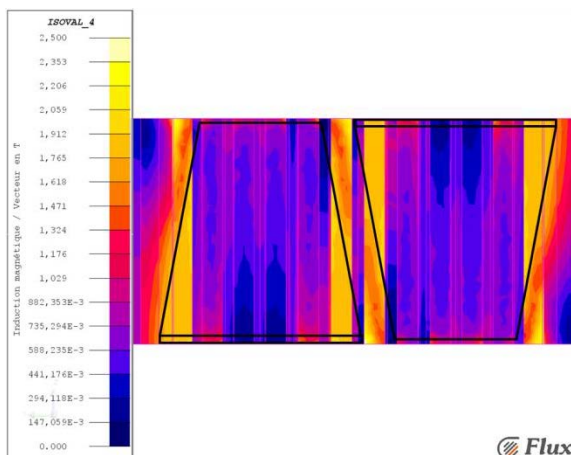


Figure 76 : Iso-induction au stator de la géométrie 1 dans l'axe d en charge ($I_s = 45 A$)

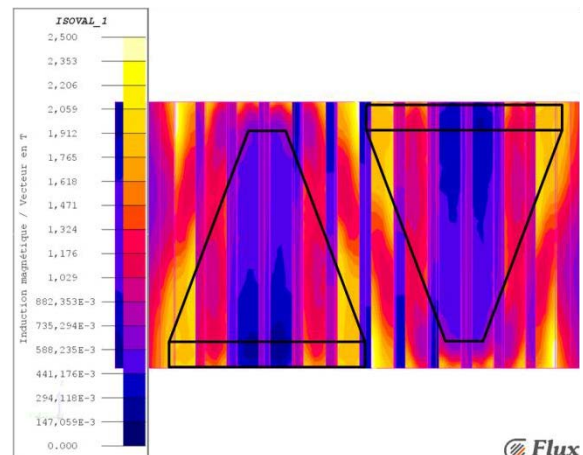


Figure 77 : Iso-induction au stator de la géométrie 2 dans l'axe d en charge ($I_s = 60 A$)

En charge dans l'axe direct, le maximum de la FMM stator totale est positionné au centre des griffes. Elle génère un flux d'induit qui s'oppose au flux inducteur sur la totalité du pas polaire. La Figure 72 à la Figure 77, nous montrent que plus le courant stator est élevé, plus le flux d'induit est important ce qui se traduit par une diminution de l'induction dans les dents. L'interaction flux inducteur - flux induit se situe majoritairement au milieu des griffes. On observe que dans la majorité des cas l'épanouissement du flux dans l'espace inter-griffes est faible notamment pour la géométrie 2 qui d'après notre expertise est proche de la géométrie de machine optimale.

Ces différentes observations permettent pour un fonctionnement en charge dans l'axe direct de définir la surface utile de chaque dent comme étant la surface en vis-à-vis avec une griffe. Les surfaces utiles sont donc équivalentes à celles observées pour un fonctionnement à vide rappelée ci-dessous:

$$\begin{aligned} S_{\text{dent1}} &= C_{\text{correction dent1}} \cdot S_{\text{dent totale}} \\ &\vdots \\ S_{\text{dent6}} &= C_{\text{correction dent6}} \cdot S_{\text{dent totale}} \end{aligned}$$

Il faut vérifier que ces observations sont également identiques en charge dans l'axe-Q ce qui est très improbable.

- **Surface utile pour une simulation en charge dans l'axe en quadrature**

La Figure 78 à la Figure 83 présentent les iso-inductions au stator pour des simulations en charge dans l'axe-Q.

En charge dans l'axe en quadrature, le maximum de la FMM stator totale est positionné au centre de l'espace inter-griffes. La moitié de la force magnétique stator est magnétisante alors que l'autre moitié est démagnétisante. Donc, sur la moitié d'un pas polaire (moitié d'une griffe), le flux d'induit est en opposition par rapport au flux inducteur alors que sur l'autre moitié, il renforce le flux inducteur. Sur la Figure 78 à la Figure 83, on observe bien que l'induction dans les dents diminue ou augmente selon qu'elles portent une force magnétique démagnétisante ou magnétisante. L'interaction flux inducteur - flux induit se situe majoritairement dans l'espace inter-griffes. Ici, on voit bien que toute la surface de dent est sollicitée que ce soit pour un cas magnétisant ou démagnétisant.

Ces considérations impliquent pour un fonctionnement en charge dans l'axe en quadrature de définir comme surface utile la surface totale des dents:

$$\begin{aligned} S_{\text{dent1}} &= S_{\text{dent totale}} \\ &\vdots \\ S_{\text{dent6}} &= S_{\text{dent totale}} \end{aligned}$$

Géométrie 1

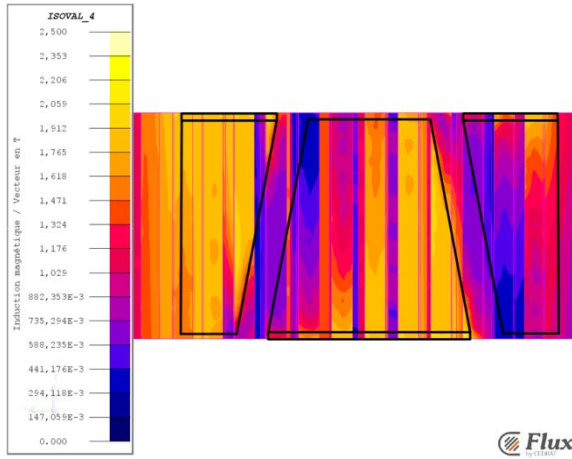


Figure 78 : Iso-induction au stator de la géométrie 1 dans l'axe q en charge ($I_s = 15 \text{ A}$)

Géométrie 2

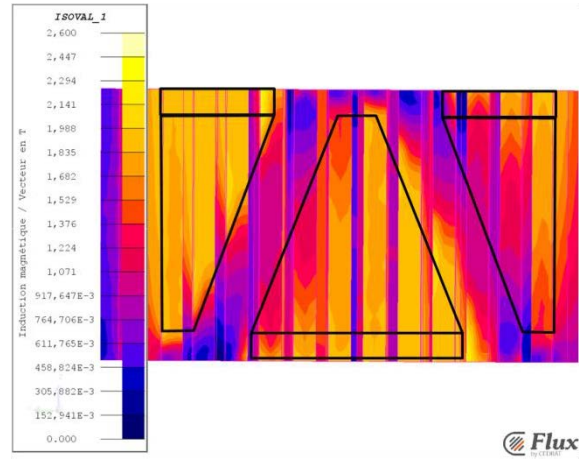


Figure 79 : Iso-induction au stator de la géométrie 2 dans l'axe q en charge ($I_s = 20 \text{ A}$)

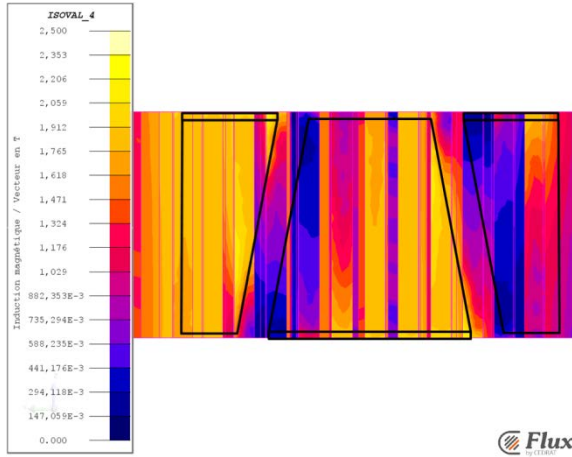


Figure 80 : Iso-induction au stator de la géométrie 1 dans l'axe q en charge ($I_s = 25 \text{ A}$)

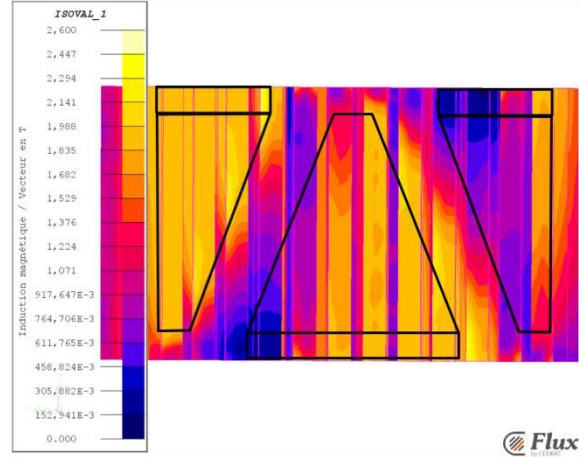


Figure 81 : Iso-induction au stator de la géométrie 2 dans l'axe q en charge ($I_s = 40 \text{ A}$)

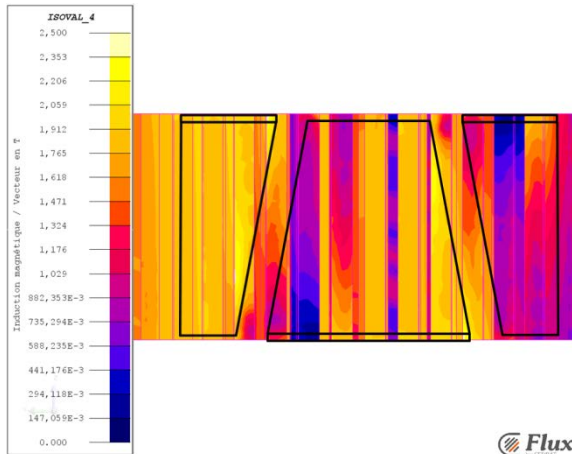


Figure 82 : Iso-induction au stator de la géométrie 1 dans l'axe q en charge ($I_s = 45 \text{ A}$)

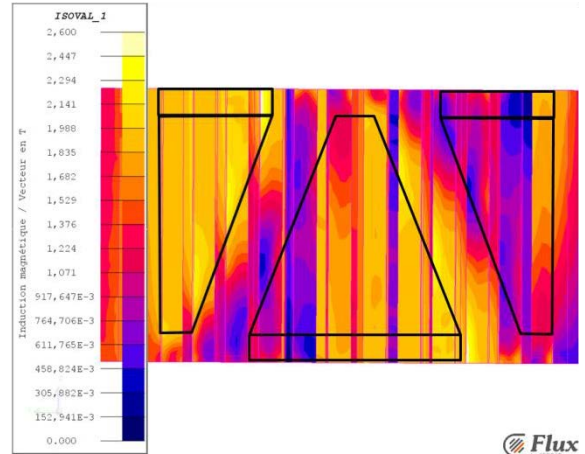


Figure 83 : Iso-induction au stator de la géométrie 2 dans l'axe q en charge ($I_s = 60 \text{ A}$)

▪ **Modélisation finale de la surface des dents**

Nous avons constaté que la surface utile à considérer pour les dents dépend du point de fonctionnement et plus précisément de la position de la FMM stator. Il est important d'intégrer cette remarque à notre modélisation afin de représenter correctement les interactions entre le flux inducteur et le flux d'induit et ainsi modéliser au mieux les phénomènes physiques au stator. La modélisation de la surface utile des dents en fonction de la position de la FMM stator totale est donnée par la relation suivante:

$$\begin{aligned}
 S_{\text{dent}1} &= S_{\text{dent totale}} \cdot \left[C_{\text{correction dent}1} + (1 - C_{\text{correction dent}1}) \cdot \frac{(90 - \delta)}{90} \right] \\
 &\vdots \\
 S_{\text{dent}6} &= S_{\text{dent totale}} \cdot \left[C_{\text{correction dent}6} + (1 - C_{\text{correction dent}6}) \cdot \frac{(90 - \delta)}{90} \right] \\
 L_{\text{dent}} &= H_d
 \end{aligned}$$

L'angle $(90 - \delta)$ correspond à la position de la FMM stator totale par rapport à l'axe d.

Finalement, la modélisation des surfaces utiles des dents permet avec un circuit reluctant à topologie fixe d'intégrer au mieux l'interaction flux inducteur - flux induit en fonction du point de fonctionnement. Cette modélisation des dents améliore nettement la représentation de la physique du modèle reluctant ce qui favorise sa robustesse.

III.4.4.3 La modélisation des forces magnétomotrices

La modélisation des forces magnétomotrices est un point clé dans la modélisation d'un circuit magnétique. En effet, les forces magnétomotrices dans une machine électrique sont à l'origine des différents phénomènes physiques dans une machine tournante. Il est donc important de mettre en place une modélisation précise de ces sources notamment au stator.

Ce paragraphe introduit la modélisation des sources d'ampères tours rotor qui dépendent essentiellement de la discrétisation du noyau. Ensuite, il présente la modélisation des sources d'ampères tours stator qui est effectuée en cohérence avec la philosophie du modèle reluctant par rotation des FMM stator.

III.4.4.3.a Les sources d'ampères-tours rotor

Le nombre de sources d'ampères tour rotor dépend de la discrétisation du noyau. Il est nécessaire d'affecter une source d'ampère-tour entre deux éléments de discrétisation du noyau ce qui implique dans notre cas trois sources d'ampère-tour (Figure 65). Le paramétrage de chacune des

sources est défini en cohérence par rapport à sa position selon l'axe longitudinal de la machine (Voir Annexe 1). Les expressions des FMM rotor sont les suivantes:

$$\varepsilon_{\text{rotor1}} = I_{\text{ex}} \cdot N_{\text{ex}} \cdot \frac{L_n - H_{p1}}{L_n}$$

$$\varepsilon_{\text{rotor2}} = I_{\text{ex}} \cdot N_{\text{ex}} \cdot \frac{H_{p1}}{2}$$

Le courant d'excitation I_{ex} est continu.

III.4.4.3.b Les sources d'ampères-tours stator

Nous avons choisi de construire notre modèle reluctant en nous basant sur le principe du modèle par rotation des forces magnétomotrices stator (FMM stator). Ce modèle nécessite le calcul de la fonction FMM stator en fonction de sa position par rapport au rotor (fixe) et cela pour chacune des dents stator. Il faut donc définir la fonction $\text{FMM}(\theta_{\text{électrique}} \pm \theta_{\text{électrique dentn}})$.

Ce paragraphe présente la modélisation de la fonction FMM stator totale pour un bobinage comprenant deux systèmes triphasés équilibrés décalés entre eux de 30° électriques (un pas dentaire). et parcourus par des courants également décalés entre eux de 30° électriques dans le temps. Tout d'abord, nous verrons une première modélisation basée sur une fonction booléenne ce qui permet de représenter les harmoniques d'espace simplement. Ensuite, une seconde modélisation au premier harmonique est proposée. Cette dernière sera utilisée pour effectuer des calculs de couple, car elle limite les problèmes numériques associés à ce type de calcul.

▪ Modélisation de la FMM stator en considérant tous les harmoniques d'espace

La modélisation de la FMM stator est une tâche complexe qui nécessite des calculs compliqués notamment si l'on souhaite intégrer à la modélisation les harmoniques d'espace et les harmoniques de temps.

Les harmoniques d'espace correspondent à la répartition spatiale non sinusoïdale de la force magnétomotrice au stator. Le bobinage de l'alternateur présente une répartition spatiale non sinusoïdale qu'il est important d'intégrer à la modélisation.

Les harmoniques de temps sont induits par les harmoniques de courants des différentes phases. Le couplage triangle des deux systèmes triphasés implique la présence de courants homopolaires dans les bobinages, c'est-à-dire, les harmoniques de rang trois et multiples. L'estimation correcte des amplitudes de ces harmoniques n'est pas envisageable avec le modèle actuel. Nous avons donc choisi de négliger la modélisation des harmoniques de temps et de considérer des courants de phases purement sinusoïdaux.

En prenant comme référence de temps la phase A1, on obtient dans chaque phase les courants suivants:

$$\begin{aligned} I_{A1} &= I_s \\ I_{B1} = I_{C1} &= -\frac{I_s}{2} \end{aligned} \quad \begin{aligned} I_{A2} &= -I_{B2} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_s \\ I_{C2} &= 0 \end{aligned}$$

En considérant la répartition spatiale des deux bobinages triphasés, on obtient la FMM stator totale $FMM(\theta_{\text{électrique}})$ représentée sur la Figure 84.

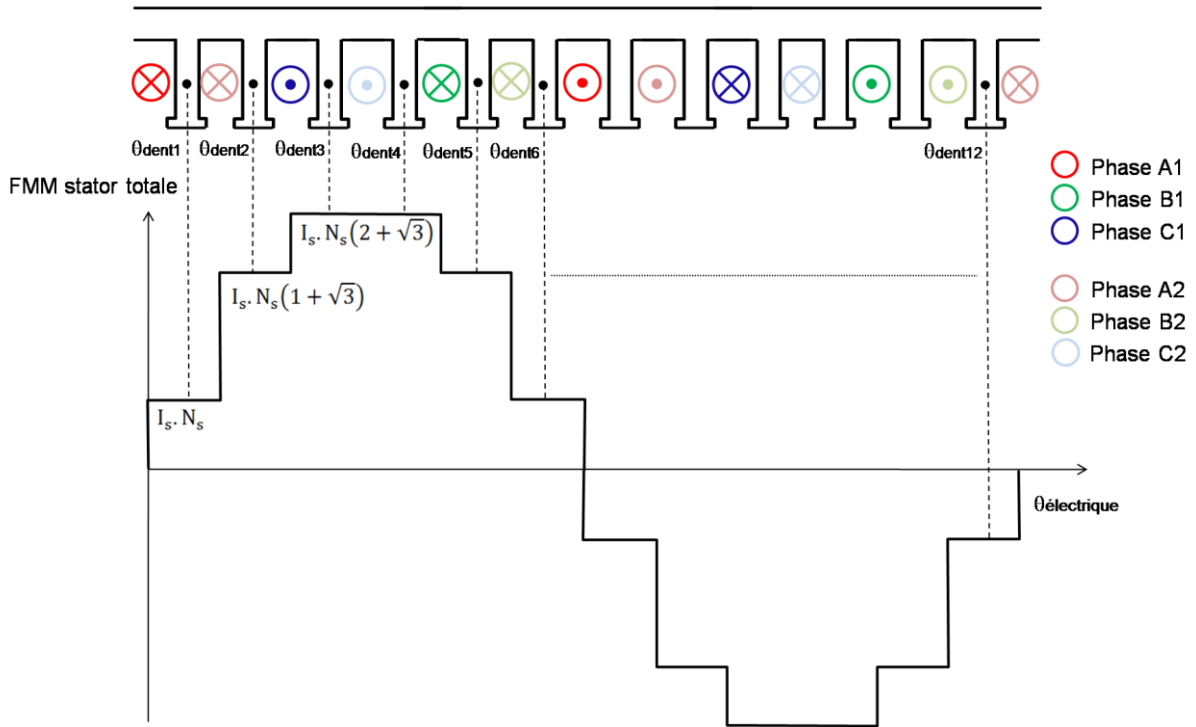


Figure 84 : Modélisation de la FMM stator totale $FMM(\theta_{\text{électrique}})$ avec les harmoniques d'espace

Cette fonction est modélisée par une fonction booléenne et est projetée dans chaque dent tel que $FMM(\theta_{\text{électrique dentn}}) = FMM(\theta_{\text{électrique}} \pm \theta_{\text{dentn}})$. Sa rotation dans le modèle se fait par la variation de la valeur de l'angle $\theta_{\text{électrique}}$.

On notera que la fonction FMM stator présente des variations brutales. Suivant les méthodes de calculs utilisées, ces variations peuvent engendrer des erreurs numériques importantes. C'est le cas par exemple, du calcul du couple qui est réalisé par la dérivée de la coénergie avec la méthode des différences finies. Pour nous affranchir de ces erreurs numériques lors du calcul du couple, nous ne considérons que le fondamentale de la FMM stator.

▪ **Modélisation de la FMM stator au premier harmonique d'espace**

Pour la modélisation de la FMM stator au premier harmonique, on considère également que les courants dans les phases sont sinusoïdaux.

- **Calcul de la FMM stator au premier harmonique pour le système triphasé 1**

On prend comme origine des angles le milieu de l'alternance positive de la FMM A1.

Courant de phase:

$$i_{A1} = I_s \cdot \cos(\omega t)$$

$$i_{B1} = I_s \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_{C1} = I_s \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

FMM de phase sous l'hypothèse du premier harmonique:

$$\varepsilon_{A1} = \frac{N \cdot I_s}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(p\theta)$$

$$\varepsilon_{B1} = \frac{N \cdot I_s}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(p\left(\theta - \frac{2\pi}{3p}\right)\right)$$

$$\varepsilon_{C1} = \frac{N \cdot I_s}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(p\left(\theta - \frac{4\pi}{3p}\right)\right)$$

$$N = \frac{Nb_{cond\ enc} \cdot Nb_{enc}}{2 \cdot p \cdot Nb_{phase} \cdot Nb_{système\ triphasé} \cdot Nb_{cond\ stat//}}$$

I_s : Valeur maximum du courant dans les bobines

N : Nombre de conducteur par encoche par pôle et par phase

p : Nombre de paires de pôles

$$\varepsilon_{totale1} = \varepsilon_{A1} + \varepsilon_{B1} + \varepsilon_{C1}$$

$$\varepsilon_{totale1} = \frac{N \cdot I_s}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \left[\cos(\omega t) \cdot \cos(p\theta) + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(p\left(\theta - \frac{2\pi}{3p}\right)\right) + \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(p\left(\theta - \frac{4\pi}{3p}\right)\right) \right]$$

Après simplification, on obtient:

$$\varepsilon_{totale1} = \frac{3 N \cdot I_s}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \cos(\omega t - p\theta)$$

- **Calcul de la FMM stator au premier harmonique pour le système triphasé 2**

On prend comme origine des angles le milieu de l'alternance positive de la FMM A2, on obtient par un calcul similaire à celui effectué pour le système triphasé 1:

$$\varepsilon_{totale2} = \frac{3 N \cdot I_s}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \cos(\omega t - p\theta)$$

- **Calcul de la FMM stator au premier harmonique pour les deux systèmes triphasés**

Jusqu'à maintenant, nous avons considéré comme origine des angles le milieu de l'alternance positive de chacune des FMM. En prenant comme origine des angles le milieu de la FMM stator totale soit l'axe d de la machine (en retard de $\frac{\beta}{2}$ par rapport à la FMM A1 et en avance de $\frac{\beta}{2}$ par rapport à la FMM A2) et en considérant les retards ou les avances des courants, on obtient les expressions suivantes:

$$\varepsilon_{\text{totale1}} = \frac{3 N_s I_s}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cos\left(\omega t + \frac{\beta}{2} - p\theta + \frac{\beta}{2}\right)$$

$$\varepsilon_{\text{totale2}} = \frac{3 N_s I_s}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cos\left(\omega t - \frac{\beta}{2} - p\theta - \frac{\beta}{2}\right)$$

β : Angle de décalage entre les deux systèmes triphasés (un pas dentaire)

La FMM stator totale est donnée par:

$$\varepsilon_{\text{totale}} = \varepsilon_{\text{totale1}} + \varepsilon_{\text{totale2}}$$

$$\varepsilon_{\text{totale}} = \frac{3 N_s I_s}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot (\cos(\omega t - p\theta + \beta) + \cos(\omega t - p\theta - \beta))$$

On considérant la FMM stator totale à un instant donné ($t = 0$), on obtient l'expression suivante:

$$\varepsilon_{\text{totale}} = \frac{3 N_s I_s}{\pi} \cdot 2 \cdot \cos(\beta) \cdot \cos(\theta_{\text{initial}} - p\theta)$$

Cette fonction est répartie spatialement dans le schéma reluctant en considérant pour chaque source de FMM correspondant à une dent "n", $\theta_{\text{initial}} = \theta_{\text{dentn}}$ d'où l'expression suivante:

$$\varepsilon_{\text{totale_dentn}} = \frac{3 N_s I_s}{\pi} \cdot 2 \cdot \cos(\beta) \cdot \cos(\theta_{\text{dentn}} - p\theta)$$

La Figure 85 présente cette répartition dans le cas où l'on ne considère que le fondamental de la FMM stator.

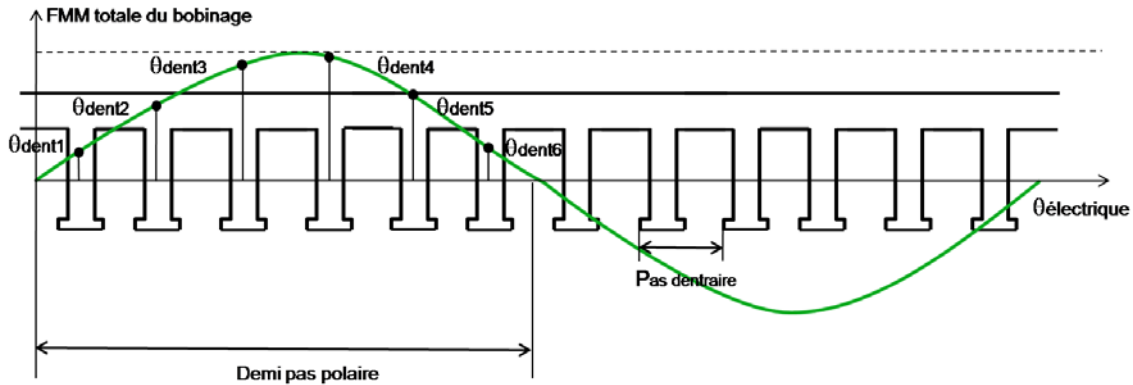


Figure 85 : Modélisation de la FMM stator au premier harmonique avec distribution dans les dents

Ainsi, la modélisation de la rotation de la FMM dans le modèle se fait par la variation de la valeur de l'angle θ .

III.4.5 La modélisation du circuit électrique

L'alternateur que nous souhaitons modéliser a un bobinage stator constitué de deux systèmes triphasés. Chacun des systèmes triphasés est associé à un pont de diodes. Le schéma électrique de l'alternateur est donné par la Figure 86. On notera que les ponts de diodes fonctionnent en redresseurs de courant avec en entrée les inductances de phases et en sortie la batterie.

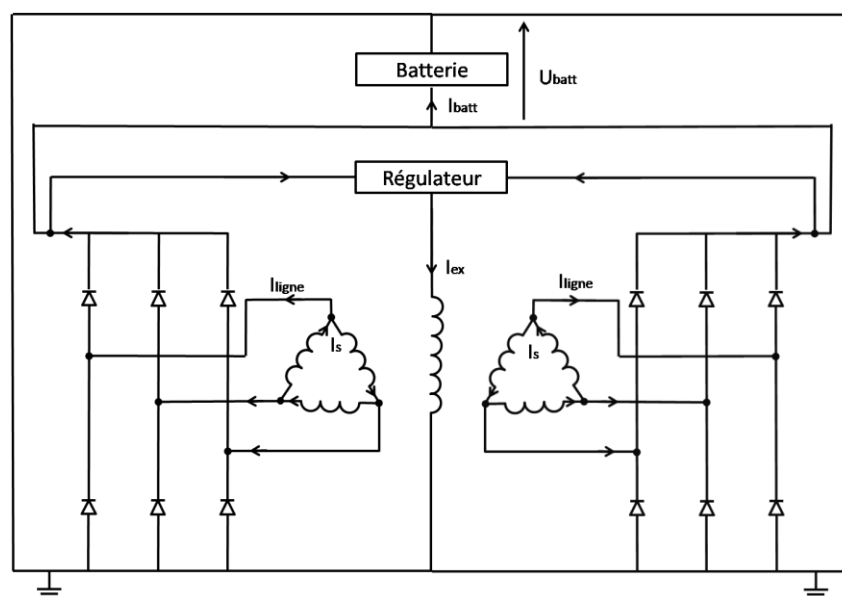


Figure 86 : Schéma électrique de l'alternateur à griffes

Le but de ces travaux de thèse ne consistant pas à dimensionner l'électronique de puissance associée à l'alternateur, nous avons choisi un modèle électrique simple au premier harmonique en supposant un mode de conduction continue des ponts de diodes et cela quelque soit le point de fonctionnement de l'alternateur. On peut ainsi se ramener au schéma électrique de principe étoile équivalent par phase présenté par la Figure 87.

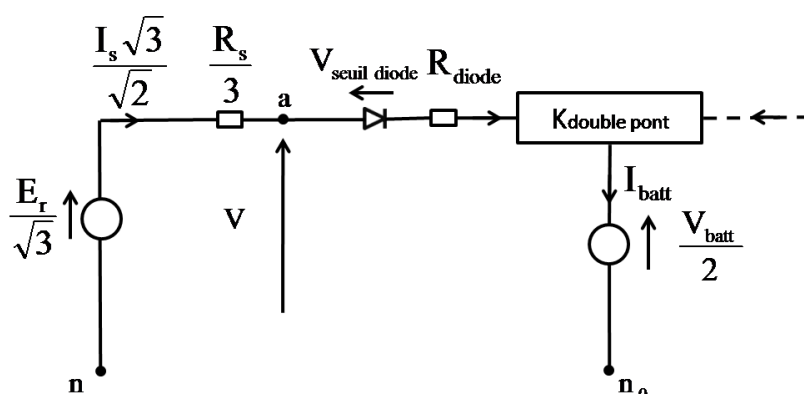


Figure 87 : Schéma électrique de principe étoile équivalent d'une phase des deux systèmes triphasés

$\frac{E_r}{\sqrt{3}}$: Force électromotrice en charge ramenée à un couplage étoile équivalent

$\frac{I_s \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}}$: Valeur efficace du courant d'entrée du pont redresseur ramené à un couplage étoile équivalent

$\frac{R_s}{3}$: Résistance de phase ramenée à un couplage étoile équivalent

n: Point neutre

n_0 : Point neutre fictif

I_{batt} : Valeur efficace du courant batterie résultant des deux ponts de diodes

$$\frac{V_{\text{batt}}}{2}: \text{Demi-tension batterie}$$

$K_{\text{double pont}}$: Coefficient équivalent aux deux ponts redresseurs

V: Tension en sortie d'alternateur

$V_{\text{seuil diode}}$: Tension de seuil d'une diode

R_{diode} : Résistance d'une diode

À partir de ce modèle électrique simple, on peut exprimer le courant batterie I_{batt} en fonction du courant maximal dans les phases stator I_s , et la tension en sortie d'alternateur V en fonction des éléments du modèle équivalent des diodes V_d et R_d et de la tension batterie V_{batt} . Ces deux calculs sont présentés dans les deux paragraphes suivants.

▪ Calcul du courant batterie

L'expression du courant batterie en fonction du courant maximal dans les phases stator nécessite de déterminer le coefficient équivalent des deux ponts redresseurs noté $K_{\text{double pont}}$. Son calcul suppose que les courant de phase sont sinusoïdaux et que chaque diode est passante sur une demi-période de sinusoïde. Dans notre cas, la seconde hypothèse est valable car nous modélisons un alternateur de forte puissance. En effet, nous avons une conduction triphasée des diodes (3 diodes conduisent en permanence) sur quasiment toute la plage de fonctionnement (Figure 88).

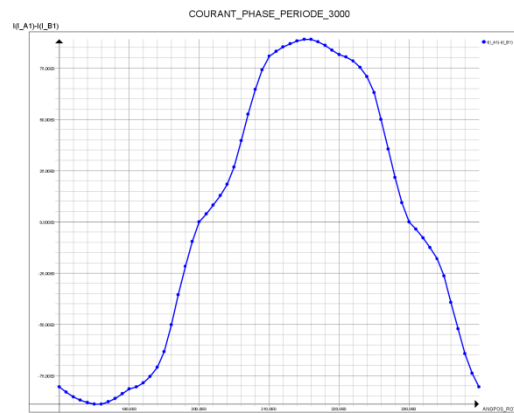


Figure 88 : Courant de ligne en sortie du bobinage de l'alternateur couplé en triangle à 3000 tr/min

On constate tout de même une conduction mixte (alternance de conduction à 3 diodes et à 2 diodes) à basse vitesse (Figure 89).

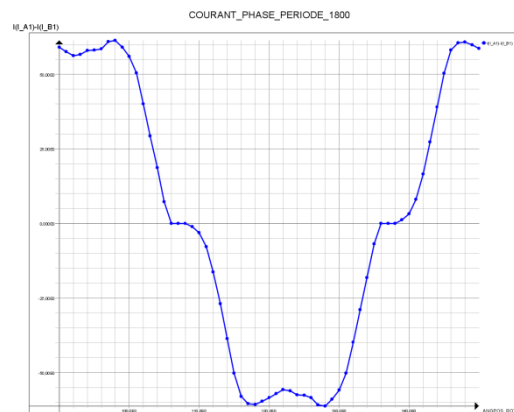


Figure 89 : Courant de ligne en sortie du bobinage de l'alternateur couplé en triangle à 1800 tr/min

Cependant, sous l'hypothèse du premier harmonique, l'hypothèse de conduction continue des diodes implique une erreur que nous avons évaluée inférieure à 6 % ce que nous avons considéré comme acceptable. Si l'on modélisait un alternateur de plus faible puissance, cette erreur serait plus importante et la considération de la conduction discontinue serait alors à envisager. Sous ces hypothèses, le calcul du coefficient équivalent des deux ponts redresseurs noté $K_{\text{double pont}}$ est le suivant :

$$I_{batt} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{12}}^{\frac{T}{12}} \left(\frac{I_s \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \right) \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t) dt = 2 \cdot \frac{6 \cdot \omega}{\pi} \int_0^{\frac{T}{24}} \left(\frac{I_s \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \right) \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t) dt$$

Le facteur 2 permet de tenir compte des deux amenés de courant (une pour chaque pont redresseur) et le $\frac{T}{12}$ correspond à la durée d'une ondulation de courant redressé (12 diodes).

$$I_{batt} = \frac{12 \cdot \left(\frac{I_s \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \right)}{\pi} \left[\sin\left(\frac{\pi}{12}\right) \right]$$

$$I_{batt} = \frac{12 \cdot \left(\frac{I_s \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \right)}{\pi} \left[\sin\left(\frac{\pi}{12}\right) \right] = \left(\frac{I_s \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \right) \cdot K_{\text{double pont}}$$

I_s : Valeur maximale du courant des bobines pour un couplage triangle

$\frac{I_s \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}}$: Valeur efficace du courant d'entrée du pont redresseur ramené à un couplage étoile équivalent

I_{batt} : Valeur efficace du courant batterie résultant des deux ponts de diodes

▪ Calcul de la tension V

La tension V est la tension en sortie d'alternateur, elle est équivalente à la tension notée V_{an} (tension entre la phase a et le neutre n, Figure 87). Cette tension est imposée par les ponts de diodes et la batterie. Ici, nous cherchons à l'explicitier en fonction des éléments du modèle équivalent des diodes et de la tension batterie ce qui d'après [40] nous mène au calcul suivant:

$$V_0 = R_d \cdot I_{\text{diodé}} + V_d + \frac{V_{batt}}{2}$$

$$I_{\text{diodé}} = \sqrt{\frac{(I_s \cdot \sqrt{3})^2}{4}}$$

$$V_{an} = V_{an0} + V_{n0n}$$

$$V_{bn} = V_{bn0} + V_{n0n}$$

$$V_{cn} = V_{cn0} + V_{n0n}$$

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

$$V_{n0n} = -\frac{V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}}{3}$$

On notera que les tensions V_{an0} , V_{bn0} et V_{cn0} sont des fonctions carré périodiques déphasées entre elles de 120° électriques. En ne considérant que leur fondamentaux, on peut alors les approximer à un système triphasé de tension équilibré purement sinusoïdale.

En passant par le calcul de la puissance, on peut démontrer que V_{n0n} ne contient pas de puissance:

$$P = V_{an} \cdot i_a + V_{bn} \cdot i_b + V_{cn} \cdot i_c$$

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

$$P = V_{an0} \cdot i_a + V_{bn0} \cdot i_b + V_{cn0} \cdot i_c + (i_a + i_b + i_c) \cdot V_{n0n}$$

$$P = V_{an0} \cdot i_a + V_{bn0} \cdot i_b + V_{cn0} \cdot i_c$$

Sachant que V_{n0n} ne contient pas de puissance, les fondamentaux de V_{an} et de V_{an0} sont identiques ce qui permet d'aboutir à la relation suivante:

$$V_{an} \approx V_{an_fondamental} \approx V_{an0_fondamental}$$

Les diodes passantes ou bloquées sont fonction du signe des courants de phase ce qui permet d'exprimer les tensions simples en entrée du pont par rapport au neutre fictif n_0 tel que:

$$V_{an0} = \text{signe}(i_a) \cdot V_0$$

$$V_{bn0} = \text{signe}(i_b) \cdot V_0$$

$$V_{cn0} = \text{signe}(i_c) \cdot V_0$$

On en déduit:

$$V_{an0_fondamental} = \frac{4 \cdot V_0}{\pi} \sin(\omega t)$$

Ce qui permet d'écrire finalement:

$$V_{an_efficace} = V = \frac{4 \cdot V_0}{\pi \cdot \sqrt{2}}$$

$$V = \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \left(R_d \cdot I_{diode} + V_d + \frac{V_{batt}}{2} \right)$$

$$V = \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \left(R_d \cdot \sqrt{\frac{(I_s \cdot \sqrt{3})^2}{4}} + V_d + \frac{V_{batt}}{2} \right)$$

III.4.6 La modélisation du couplage électromagnétique

Comme nous l'avons vu, une machine électrique comprend un circuit magnétique et un circuit électrique. Ces deux circuits sont modélisés séparément, mais leur résolution doit se faire de manière dépendante. Il est donc nécessaire d'introduire un « couplage circuit électrique-circuit magnétique » communément appelé « couplage électromagnétique ». Ce couplage permet d'intégrer à la modélisation un phénomène physique complexe appelé « réaction magnétique d'induit ».

III.4.6.1 La réaction magnétique d'induit, principe et modélisation

Dans un alternateur en charge, le bobinage stator est parcouru par un (ou plusieurs) système(s) triphasé(s) de courant. Le courant dans les bobinages est à l'origine de la force magnétomotrice stator qui selon le point de fonctionnement de l'alternateur va générer un flux plus ou moins important. Ce flux correspond au flux de réaction d'induit ϕ_r . Il se combine au flux inducteur ϕ_0 ce qui donne naissance au flux résultant ϕ_r . Ce dernier est lui-même à l'origine de la force électromotrice en charge E_r . Celle-ci, lorsqu'on lui soustrait la chute de tension dans les résistances donne la tension par phase aux bornes de l'alternateur V . Les relations entre ces différentes grandeurs sont obtenues soit par une modélisation impliquant l'utilisation des diagrammes vectoriels soit directement par une résolution circuit (résolution couplée du circuit électrique et du circuit magnétique).

L'utilisation des diagrammes vectoriels nécessite de caractériser le dispositif étudié par un ensemble de simulations statiques (calculs des différentes inductances). Les trois diagrammes vectoriels les plus connus sont le diagramme de Behn-Eschenburg, le diagramme de Poitier et le diagramme de Blondel. Chacun de ces diagrammes implique des hypothèses plus ou moins fortes. Ils sont généralement

associés à un modèle reluctant construit en cohérence avec ces hypothèses comme nous avons pu le voir précédemment.

L'utilisation d'une résolution circuit permet de limiter le nombre de simulations au seul point de fonctionnement étudié. Le modèle reluctant doit alors être représentatif de la physique de la machine quelque soit le point de fonctionnement, c'est-à-dire, quelque soit le courant d'excitation, l'angle électrique et le courant d'induit. Le modèle reluctant est donc plus complexe que ceux utilisés avec les diagrammes vectoriels.

III.4.6.2 Le couplage électromagnétique

Nous avons vu que la modélisation du circuit magnétique et la modélisation du circuit électrique étaient indépendantes. Cependant, ces deux modèles partagent des inconnus ce qui implique une résolution conjointe. Le couplage électromagnétique apporte les équations manquantes permettant de calculer ces différents inconnus.

▪ Les inconnues du modèle magnétique et du modèle électrique

La modélisation du circuit magnétique présente deux inconnues, le courant dans les bobinages I_s et l'angle interne δ . Ces inconnues permettent de calculer le flux dans les dents et donc la FEM en charge E_r qui s'exprime comme suit :

$$E_r = N_{\text{spires/pôle/phase}} \cdot \Omega_{\text{rotor}} \cdot 2 \cdot p \cdot \sum_{n=1}^{n=6} \phi_{\text{dent } n}$$

avec:

$$N_{\text{spires/pôle/phase}} = \frac{N_{\text{cond enc}} \cdot N_{\text{enc}}}{2 \cdot 2 \cdot p \cdot N_{\text{phase}} \cdot N_{\text{système triphasé}} \cdot N_{\text{cond stat}}}$$

Ω_{rotor} : Vitesse de rotation du rotor (rad.s^{-1})

$\phi_{\text{dent } n}$: Flux dans la dent « n » d'un pas polaire

On montre que la FEM en charge est une fonction qui dépend du courant dans les bobinages et de l'angle interne.

$$E_r = F(I_s, \delta)$$

Le modèle électrique présente deux inconnues, le courant batterie I_{batt} et la FEM en charge E_r . Nous avons vu que le courant batterie I_{batt} dépend du courant dans les bobinages I_s . La tension en sortie d'alternateur V permet d'exprimer E_r en fonction de I_s :

$$V = \frac{E_r}{\sqrt{3}} - \frac{R_s}{3} \cdot I_s \sqrt{3} = \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \left(R_d \cdot I_d + V_d + \frac{V_{\text{batt}}}{2} \right)$$

$$\frac{E_r}{\sqrt{3}} - \frac{R_s}{3} \cdot I_s \sqrt{3} = \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \left(R_d \cdot I_d + V_d + \frac{V_{\text{batt}}}{2} \right)$$

$$E_r = \sqrt{3} \cdot \left[\frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \left(R_d \cdot \left(\sqrt{\frac{(I_s \cdot \sqrt{3})^2}{4}} \right) + V_d + \frac{V_{batt}}{2} \right) + \frac{R_s}{3} \cdot I_s \sqrt{3} \right]$$

Les deux modèles (magnétique et électriques) permettent de définir les deux relations suivantes:

$$E_r = F(I_s, \delta)$$

$$E_r = \sqrt{3} \cdot \left[\frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \left(R_d \cdot \frac{I_s \cdot \sqrt{3}}{2} + V_d + \frac{V_{batt}}{2} \right) + \frac{R_s}{3} \cdot I_s \sqrt{3} \right]$$

Nous avons donc deux équations avec trois inconnues. Pour pouvoir résoudre ce système d'inconnues, il faut définir une troisième relation impliquant le calcul de l'angle interne. Le couplage électromagnétique permet d'introduire cette troisième équation.

▪ Calcul de l'angle interne

Le calcul de l'angle interne est basé sur la représentation vectorielle du fonctionnement de l'alternateur donnée par le diagramme vectoriel de Behn-Eschenburg (Figure 90). Nous négligeons donc la légère saillance qui est proche de l'unité [34] et nous considérons que la saturation influe peu sur la valeur de l'angle interne et peut donc être négligée dans le cadre d'un modèle de prédimensionnement. Sachant que les ponts de diodes imposent un déphasage nul entre le courant I et la tension V , l'angle interne δ correspond à l'angle entre V et l'axe-Q. Cet axe porte la FEM à vide E_0 ce qui permet de définir la relation suivante pour le calcul de l'angle interne:

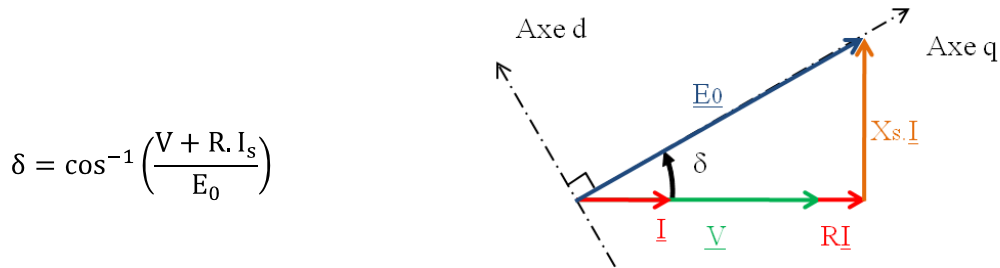


Figure 90 : Diagramme vectoriel de Behn-Eschenburg

On obtient ainsi la troisième équation nous permettant de résoudre notre système à trois inconnues. Ces trois équations pourraient être ajoutées au système d'équations implicite du modèle magnétique, c'est-à-dire, le système d'équations des mailles du réseau de reluctance. Actuellement, Reluctool ne permet pas d'envisager cette option. Nous avons donc formulé la résolution sous la forme d'une contrainte à assurer en optimisation. Cette contrainte est définie par les deux équations et doit respecter l'égalité suivante:

$$V = V_{ref}$$

avec

$$V_{ref} = \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \left(R_d \cdot \frac{I_s \cdot \sqrt{3}}{2} + V_d + \frac{V_{batt}}{2} \right)$$

$$V = \frac{E_r}{\sqrt{3}} - \frac{R_s}{3} \cdot I_s \sqrt{3}$$

Finalement, la résolution globale du modèle reluctant par rotation des FMM stator est présentée par la Figure 91.

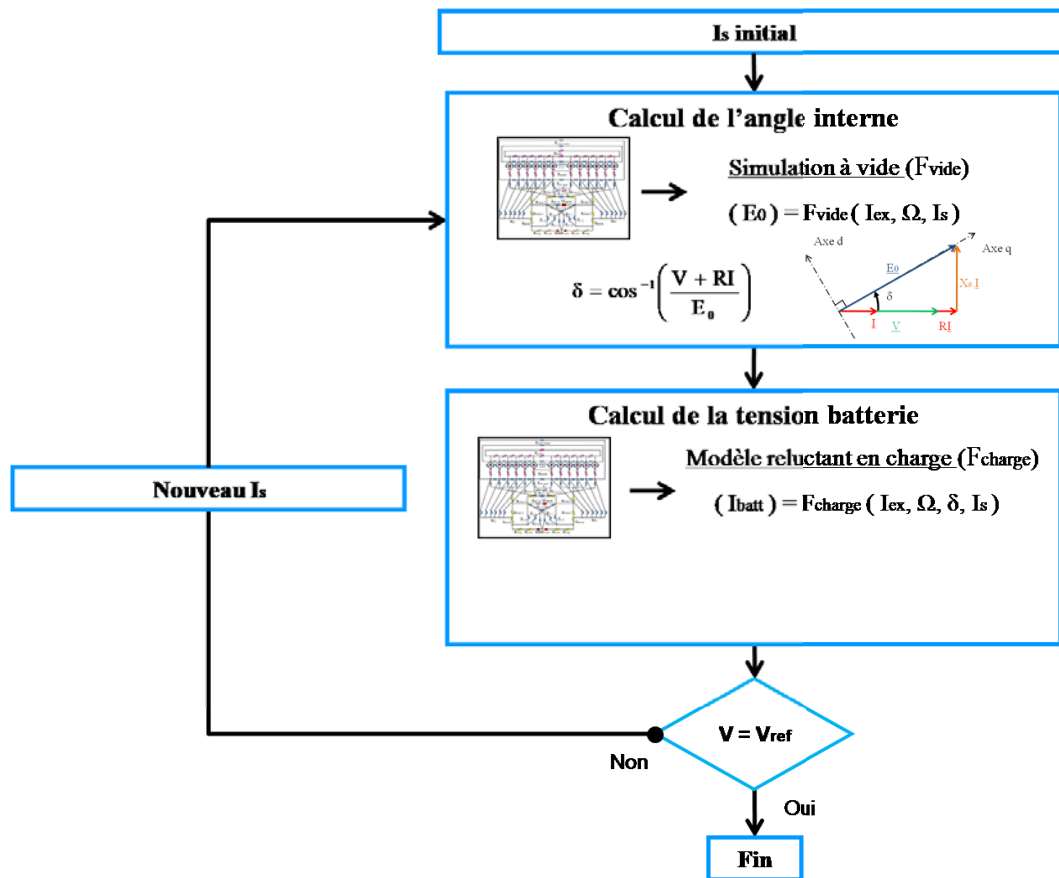


Figure 91 : Diagramme de principe pour le calcul du courant dans les bobines (ou du courant batterie)

Le modèle de l'alternateur à griffes est presque complet, il ne manque plus que le calcul des différentes pertes pour finaliser la modélisation.

III.4.7 Le calcul des pertes

Le modèle reluctant a pour vocation le prédimensionnement de l'alternateur avec comme objectif de dimensionnement l'augmentation du débit à basse vitesse. Cette fonction objectif ne nécessite pas forcément le calcul des différentes pertes.

Nous avons tout de même souhaité intégrer le calcul des pertes Joule des bobinages stator et rotor ainsi que les pertes Joule dans les diodes ce qui permet de tenir compte lors du dimensionnement d'éventuelles contraintes liées à la thermique.

Nous avons également fait le choix d'estimer les pertes fer stator pour les mêmes raisons.

Par contre, nous ne nous sommes pas attachés au calcul des pertes mécaniques et aérodynamiques ainsi qu'au calcul des pertes fer rotor sachant que leur estimation par calcul analytique est très délicate. Nous avons également négligé les pertes Joule rotor dans les bagues et balais et dans le régulateur qui sont négligeables devant les autres pertes.

Ce paragraphe présente le calcul des pertes Joule dans les bobinages et dans les diodes. Ensuite, il explique l'origine des pertes fer rotor et les raisons de leur non-intégration au modèle. Finalement, le calcul des pertes fer au stator complète la modélisation.

III.4.7.1 Les pertes Joule

Les pertes Joule se décomposent en trois parties, les pertes dans le bobinage d'excitation, les pertes dans les bobinages stator et les pertes dans les ponts de diodes.

▪ Les pertes Joule dans le bobinage d'excitation

Les pertes Joule du bobinage d'excitation ne sont pas très élevées. Cependant, elles sont associées à une contrainte de dimensionnement imposée par la thermique. En effet, ces pertes ne doivent pas dépasser la puissance maximale que le rotor peut dissiper, soit 80 W pour notre gamme d'alternateurs. Le calcul de ces pertes est donné par l'équation suivante:

$$P_{\text{Joule bobinage rotor}} = R_{\text{ex}}(T) \cdot (I_{\text{ex}})^2$$

$$R_{\text{ex}}(T) = \frac{\rho_{\text{cu}}(T) \cdot N_{\text{ex}} \cdot L_{\text{spire rotor}}}{S_{\text{cond rotor}}}$$

$$\rho_{\text{cu}}(T) = \rho_{\text{cu}0} \cdot (1 + \alpha_{\text{cu}} \cdot T)$$

N_{ex} : Nombre de spires rotor

T : Température du cuivre

$L_{\text{spire rotor}}$: Longueur d'une spire rotor

$\rho_{\text{cu}0}$: Résistivité du cuivre à 0°C ($15,88 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot \text{m}$)

$S_{\text{conducteur rotor}}$: Section d'un conducteur rotor

α_{cu} : Coefficient de température à 0°C ($4,27 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$)

$\rho_{\text{cu}}(T)$: Résistivité du cuivre en fonction de la température

N'ayant pas de modèle thermique associé au modèle reluctant, la température à chaud du bobinage rotor est considérée comme constante quelque soit le point de fonctionnement et égale à 135°C.

▪ Les pertes Joule dans les bobinages stator

Le bobinage stator est composé de deux systèmes triphasés couplés en triangle. Les pertes Joule stator dépendent de la valeur de la résistance de chacune des phases et du courant qui les traverse. Dans notre cas, nous nous ramenons à un couplage étoile équivalent pour faire ce calcul afin d'être en cohérence avec le schéma électrique étoile équivalent (Figure 87).

$$P_{\text{Joule bobinage stator}} = \frac{R_s(T)}{3} \cdot \left(\frac{I_s \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \right)^2$$

I_s : Valeur maximale du courant dans les bobines stator (couplage étoile)

$R_s(T)$: Valeur maximale du courant dans les bobines (couplage étoile)

$$R_s(T) = \frac{\rho_{\text{cu}}(T) \cdot N_{\text{spire/phase}} \cdot L_{\text{spire stator}}}{S_{\text{cond stator}} \cdot N_{\text{cond stator}} //}$$

$N_{\text{spire/phase}}$: Nombre de spires par phase

$L_{\text{spire stator}}$: Longueur d'une spire

$S_{\text{cond stator}}$: Section d'un conducteur stator

$N_{\text{cond stator}} //$: Nombre de conducteurs en parallèle

$\rho_{\text{cu}}(T)$: Résistivité du cuivre en fonction de la température

Nous savons qu'en ne considérant pas les harmoniques dus aux courants homopolaires notre calcul sous-estime les pertes Joule stator.

▪ Les pertes Joule dans les ponts de diodes

Les pertes dans les diodes sont dues à la chute de tension à leurs bornes (Figure 87). Pour calculer ces pertes, nous supposons que les courants dans les bobines stators sont sinusoïdaux et que chaque diode est passante sur une demi-période. Dans ce cas, les courants dans les diodes sont alors des demi-sinusoïdes. Le calcul des pertes est le suivant:

$$P_{\text{Joule diodes}} = N_{\text{diodes}} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{4}}^{\frac{T}{4}} (V_{\text{seuil diode}} + R_{\text{diode}} \cdot I_{\text{diode}}(t)) \cdot I_{\text{diode}}(t) dt$$

$$I_{\text{diode}}(t) = I_s \cdot \sqrt{3} \sin(\omega t)$$

Tout calcul fait, on obtient:

$$P_{\text{Joule diodes}} = N_{\text{diodes}} \cdot \left(\frac{V_{\text{seuil diode}} \cdot I_s}{\pi} + \frac{R_{\text{diode}} \cdot I_s^2}{4} \right)$$

$V_{\text{seuil diode}}$: Tension de seuil d'une diode

R_{diode} : Résistance d'une diode

I_s : Valeur maximale du courant dans les bobines stator (couplage étoile)

N_{diodes} : Nombre de diodes

Nous avons modélisé les diodes pour une température de 125°C sachant que la tension seuil des diodes diminue avec cette dernière.

III.4.7.2 Les pertes fer

Les pertes fer se décomposent en deux parties, les pertes fer au rotor et les pertes fer au stator. Nous présentons ici l'origine des premières sans les calculer et le calcul des secondes.

▪ Les pertes fer rotor

Le calcul des pertes fer au rotor est une tâche très délicate. Aujourd'hui, aucune formulation analytique ne permet de modéliser correctement un phénomène physique si complexe dans une géométrie de griffes. L'erreur d'estimation par calcul analytique atteint facilement les 200 % [36]. Sous cette constatation, nous avons décidé de ne pas intégrer un calcul formel de ces pertes mais une estimation basée sur le calcul des pertes fer au stator. On rappelle que d'après [41] et [42], on peut considérer qu'à vide à faible vitesse les pertes fer au rotor sont environ deux fois plus élevées que les pertes fer au stator mais à hautes vitesses la tendance s'inverse avec des pertes fer rotor inférieures aux pertes fer stator.

▪ Les pertes fer stator

L'estimation analytique des pertes fer au stator d'un alternateur à griffes est une tâche difficile. Nous avons observé que les niveaux d'induction dans les dents varient selon l'axe radial, mais également selon l'axe longitudinal de la machine (exemple: Figure 67 et Figure 69). Une difficulté supplémentaire vient du fait que lors de la rotation du rotor, ces variations d'induction ne sollicitent pas la surface complète d'une dent. En effet, la géométrie trapézoïdale des pôles implique une répartition spatiale des zones d'induction dans les dents qui va varier sur une période électrique. On a donc une répartition volumique de l'induction dans une dent variable sur une période électrique. On comprend alors la difficulté à estimer précisément les pertes fer au stator à partir d'un modèle multistatique permettant de calculer l'induction moyenne de chaque dent.

Conscient de ces difficultés et de la précision recherchée dans le cadre d'un modèle de prédimensionnement, nous avons choisi de calculer les pertes fer stator sous les hypothèses suivantes:

- Le trajet du flux au stator est considéré en 2D
- La forme de l'induction dans les dents et la culasse est approximée par une sinusoïde
- Le calcul des pertes massiques est pondéré par un coefficient correcteur représentatif du volume moyen par dent à considérer sur une période électrique

Sous ces hypothèses, le modèle de pertes fer sinusoïdal de Bertotti [43] paraît bien adapté au calcul des pertes fer stator. Ce modèle fait apparaître trois termes de pertes avec les pertes par hystérésis, les pertes classiques et les pertes par excès.

$$\begin{aligned}
 P_{\text{hyst}} &= K_h B_{\text{max}}^2 f \\
 P_{\text{cl}} &= \frac{\pi^2 \sigma d^2}{6 \cdot M_v} (B_{\text{max}} f)^2 \\
 P_{\text{ex}} &= K_e (B_{\text{max}} f)^{3/2}
 \end{aligned}$$

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{hyst}} + P_{\text{cl}} + P_{\text{ex}}$$

L'expression totale des pertes fer massiques selon Bertotti est la suivante:

$$P_{\text{tot}} = K_h B_{\text{max}}^2 f + \frac{\pi^2 \sigma d^2}{6 \cdot M_v} (B_{\text{max}} f)^2 + K_e (B_{\text{max}} f)^{3/2}$$

σ : Conductivité du matériau

d : Épaisseur de la tôle

M_v : Masse volumique de la tôle

Nous avons choisi de déterminer les coefficients K_e et K_h pour chaque fréquence grâce aux données constructeurs.

La correction liée à la répartition volumique variable de l'induction dans une dent sur une période électrique est définie par le rapport des surfaces de dents utiles par rapport aux surfaces de dents totales sur une période électrique:

$$C_{\text{surface dent pertes fer}} = \frac{1}{12 \cdot S_{\text{dent totale}}} \cdot \sum_{n=1}^{n=12} S_{\text{dent}n}$$

Finalement, le calcul des pertes fer dans les dents est défini par le calcul suivant:

$$P_{\text{fer dent}} = C_{\text{surface dent pertes fer}} \cdot M_{\text{dent}} \cdot \left(K_h B_{\text{max}}^2 f + \frac{\pi^2 \sigma d^2}{6 \cdot M_v} (B_{\text{max}} f)^2 + K_e (B_{\text{max}} f)^{3/2} \right)$$

M_{dent} : Masse de toutes les dents stator

B_{max} : Valeur maximale de l'induction dans une dent sur une période électrique

Ce calcul va sans aucun doute surestimer les pertes, car on considère que le fondamental de l'induction dans les dents a une valeur maximale égale à celle de l'induction réelle. On notera qu'aucune correction n'est affectée au calcul des pertes fer dans la culasse.

III.5 Validation du modèle reluctant

Une validation complète nécessite de définir plusieurs simulations comprenant des calculs de grandeurs globales et locales. Nous avons utilisé trois niveaux de validation avec dans cet ordre, l'estimation du flux dans les dents, l'estimation du couple et l'estimation du débit et des pertes. Quelle que soit la validation, les références sont données par des calculs éléments finis.

Cette démarche de validation a été appliquée à deux alternateurs aux caractéristiques différentes. Cela permet de valider la robustesse du modèle par rapport aux variations de géométrie et aux différents matériaux magnétiques doux utilisés.

L'alternateur 1 a un rotor entièrement en SAE1005 et un stator en M800-50A. L'alternateur 2 a une géométrie de rotor différente de l'alternateur 1 et son noyau est en AFK 502.

III.5.1 Validation 1 - Estimation des flux

Le calcul de la somme des flux dans les dents d'une bobine permet de valider la modélisation du circuit magnétique sur une grandeur locale. Différentes simulations ont été effectuées pour différentes valeurs de courants (stator et rotor) et pour différentes positions de la FMM stator. Ainsi, on s'assure de la précision du modèle pour différents points de fonctionnement (à vide et en charge) et donc de sa robustesse.

III.5.1.1 Simulation à vide

La première simulation est une simulation à vide. Elle valide le calcul de la somme des flux dans les dents d'une bobine stator en fonction du courant d'excitation (Figure 92 et Figure 93).

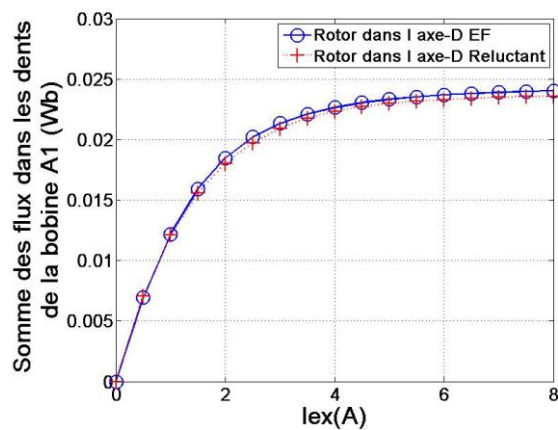


Figure 92 : Calcul du flux à vide - Alternateur 1

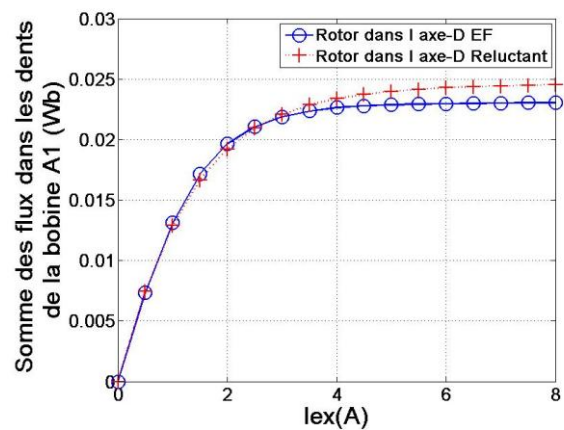


Figure 93 : Calcul du flux à vide - Alternateur 2

L'écart de calcul entre le modèle reluctant et le modèle EF est faible quelque soit le courant d'excitation et l'alternateur modélisé. Des différences pouvant atteindre 10 % sont toutefois observées pour l'alternateur 2 à hautes excitations, nous estimons ces erreurs acceptables. On notera que pour des courants d'excitation élevés, la saturation est bien respectée ce qui montre une modélisation correcte de la physique.

Les dimensionnements de l'alternateur étant réalisés en charge, il est important d'effectuer la même vérification en charge.

III.5.1.2 Simulation en charge

La seconde simulation est une simulation en charge. Elle valide le calcul de la somme des flux dans les dents d'une bobine stator en fonction du courant stator pour un courant d'excitation donné ($I_{ex} = 5$ A). Cette simulation a été effectuée pour deux positions de la FMM stator correspondant à l'axe-D et l'axe-Q (Figure 94 et Figure 95) en convention moteur.

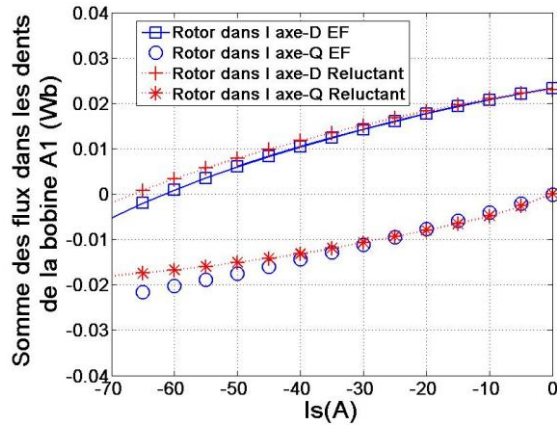


Figure 94 : Calcul du flux en charge avec la FMM stator dans l'axe-D et dans l'axe-Q - Alternateur 1

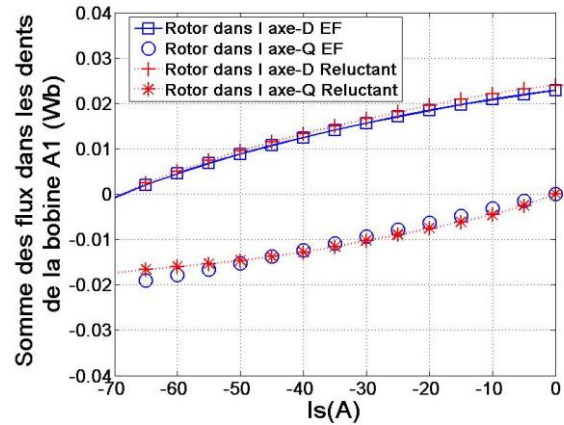


Figure 95 : Calcul du flux en charge avec la FMM stator dans l'axe-D et dans l'axe-Q - Alternateur 2

Les résultats de simulation entre le modèle reluctant et le modèle EF sont proches, et cela pour les deux alternateurs modélisés. Le modèle reluctant présente une bonne précision en charge malgré certaines sous-estimations ou surestimations du flux notamment pour des courants stator élevés. Ces erreurs de calcul sont sans doute dues à la modélisation moyenne du stator. Ce type de modélisation engendre forcément une estimation du flux plus ou moins correcte selon le point de fonctionnement. Malgré tout, les tendances des courbes sont bien respectées ce qui montre une bonne modélisation de la physique.

Le calcul du couple (grandeur globale du modèle reluctant) permet de vérifier la modélisation de la physique sur une plage de fonctionnement plus large.

III.5.2 Validation 2 - Estimation du couple

Le second niveau de validation correspond au calcul du couple en fonction de l'angle entre l'axe d et la FMM stator pour différentes valeurs de courants stator. Ces calculs permettent de valider la modélisation du circuit magnétique sur toute la plage de fonctionnement de l'alternateur.

Nous rappelons que le calcul du couple est réalisé en effectuant la dérivée de la coénergie par rapport à la position angulaire de la FMM stator. Ce calcul utilise la méthode des différences finies impliquant une modélisation de la FMM stator totale au premier harmonique afin de nous affranchir des erreurs numériques.

Cette modélisation au premier harmonique va ponctuellement sous-estimer ou surestimer la valeur réelle de la FMM stator totale en fonction du point de fonctionnement. Nous avons évalué l'influence de cette modélisation en terme d'erreur à environ 10%. Nous ne nous attachons donc pas à la précision des résultats, mais à la vérification des tendances en fonction des points de fonctionnement.

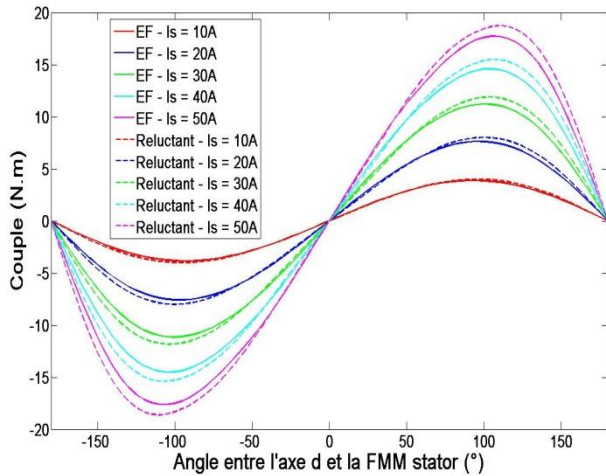


Figure 96 : Calcul du couple électromagnétique en fonction de l'angle entre l'axe d et la FMM stator - Alternateur 1

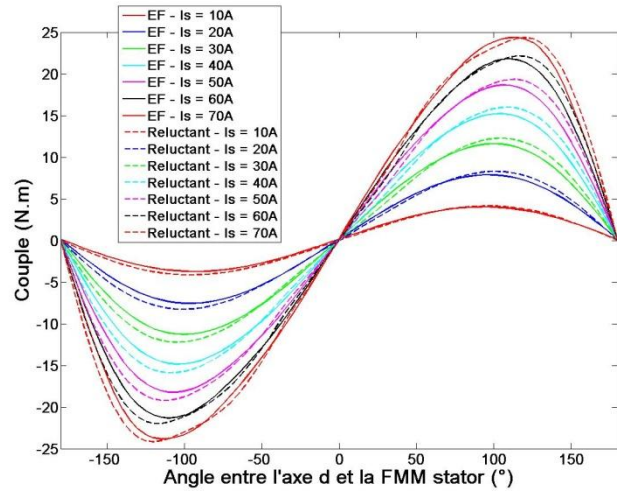


Figure 97 : Calcul du couple électromagnétique en fonction de l'angle entre l'axe d et la FMM stator- Alternateur 2

Les résultats montrent que l'on retrouve bien les évolutions du couple avec notamment une bonne modélisation de la légère saillance inversée de l'alternateur. De plus, malgré l'hypothèse du premier harmonique pour la modélisation de la FMM stator totale, l'erreur entre le modèle reluctant et le modèle EF reste faible, et cela pour les deux alternateurs modélisés.

On peut donc considérer que la modélisation du circuit magnétique est correcte sur toute la plage de fonctionnement de l'alternateur.

Ces différentes simulations permettent de démontrer la validité de la modélisation du circuit magnétique sur l'ensemble de la plage de fonctionnement de l'alternateur. Pour finaliser la validation du modèle reluctant global, il faut vérifier que l'on retrouve bien des résultats similaires sur des calculs de débit batterie en fonction de la vitesse.

III.5.3 Validation 3 - Estimation du débit et des pertes

Pour finaliser la validation du modèle reluctant, nous avons couplé le modèle du circuit magnétique et le modèle du circuit électrique avec le couplage électromagnétique (III.4 Modélisation de l'alternateur à griffes par réseau de reluctance) ce qui permet de calculer le débit batterie et les différentes pertes en fonction de la vitesse de rotation de l'alternateur.

Ces calculs ont été effectués à pleine charge avec un courant d'excitation de 5A pour 5 vitesses différentes: 1800 tr/min, 3000 tr/min, 6000 tr/min, 10 000 tr/min et 15 000 tr/min.

III.5.3.1 Estimation du débit en fonction de la vitesse

La Figure 98 et la Figure 99 présentent respectivement les calculs des débits en fonction de la vitesse de rotation pour l'alternateur 1 et l'alternateur 2.

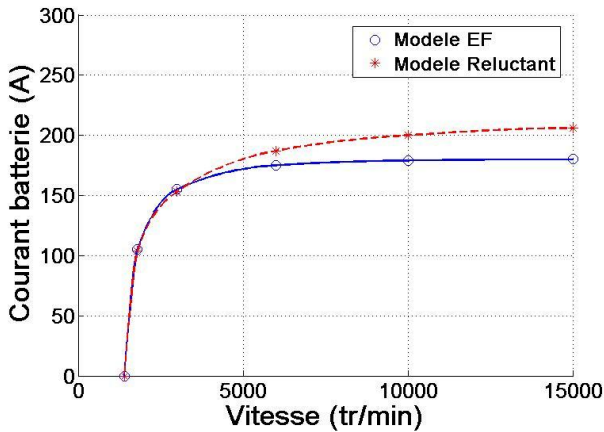


Figure 98 : Débit batterie en fonction de la vitesse - Alternateur 1

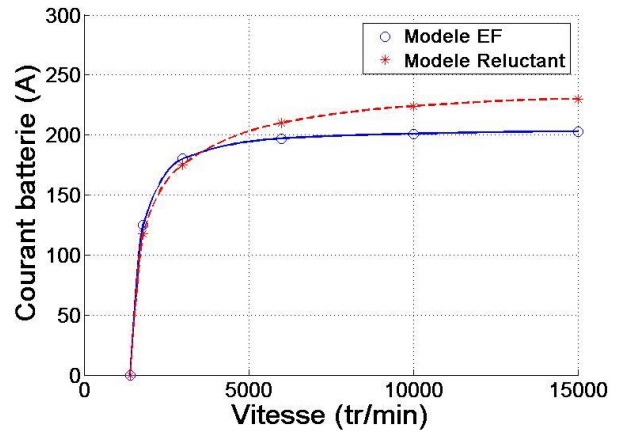


Figure 99 : Débit batterie en fonction de la vitesse - Alternateur 2

Les calculs du débit batterie en fonction de la vitesse de rotation présentent une erreur comprise entre 5 % et 15 % selon le point de fonctionnement. Les débits à basse vitesse sont légèrement sous-estimés alors que ceux à hautes vitesses sont surestimés.

L'erreur d'estimation du débit en fonction de la vitesse est cohérente avec celle que nous avons observée sur les courbes des flux en charge (Figure 94 et Figure 95).

À faible vitesse la FMM stator est proche de l'axe-Q et le débit batterie est moyen. Si l'on se réfère à la Figure 94 et à la Figure 95, on constate que pour des courants faibles voir moyens, le flux dans l'axe-Q est surestimé (en valeur absolue) ce qui se traduit par une sous-estimation de la FEM en charge (en extrapolant à un point de fonctionnement réel proche de l'axe-Q) et donc du débit.

Au contraire, à haute vitesse, la FMM stator est plus proche de l'axe-D avec un débit batterie très grand. Si l'on se réfère à nouveau à la Figure 94 et à la Figure 95, on constate que pour des valeurs de courants élevées, le flux dans l'axe-D est sous-estimé ce qui se traduit par une surestimation de la FEM en charge et donc du débit.

En vue d'effectuer des optimisations, il est important de souligner que l'erreur de modélisation obtenue est quasiment similaire pour les deux alternateurs qui on le rappelle ont des géométries de rotor différentes et des matériaux magnétiques doux au noyau différents. Ce point confirme la robustesse du modèle qui pourra être utilisé en toute confiance nécessaire pour réaliser des prédimensionnements.

III.5.3.2 Estimation des pertes en fonction de la vitesse

III.5.3.2.a Estimation des pertes Joule dans les bobines stator

Les pertes Joule dans les bobinages stator sont un des termes de pertes prédominant dans un alternateur à griffes. Leur estimation est importante, mais reste une tâche délicate dans le cadre d'un modèle au premier harmonique qui néglige notamment les courants homopolaires. Il est donc normal que le modèle reluctant sous estime les pertes Joule dans les bobines stator sauf dans les cas où le débit batterie est surestimé (compensation d'erreurs).

La Figure 100 et la Figure 101 présentent respectivement les calculs des pertes Joule dans les bobinages stator en fonction de la vitesse de rotation pour l'alternateur 1 et l'alternateur 2.

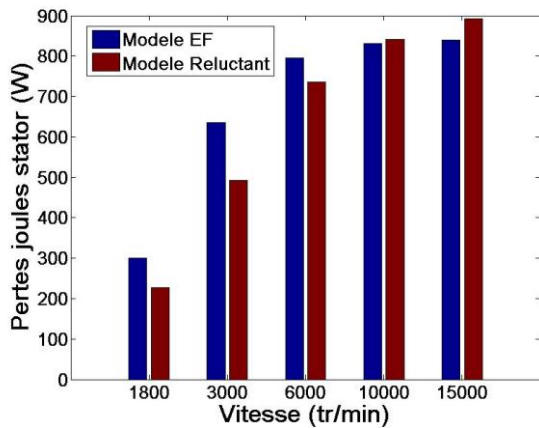


Figure 100 : Pertes Joule dans les bobinages stator en fonction de la vitesse - Alternateur 1

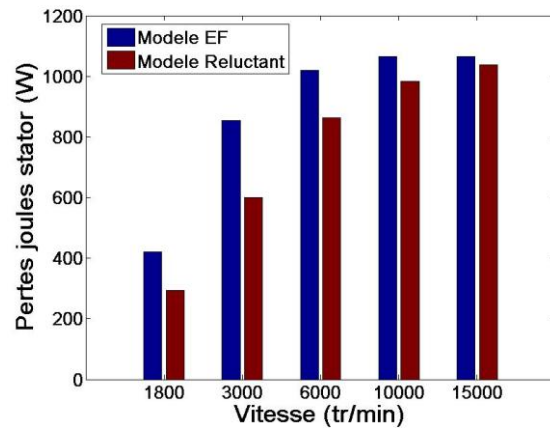


Figure 101 : Pertes Joule dans les bobinages stator en fonction de la vitesse - Alternateur 2

Pour de faibles vitesses le modèle reluctant sous-estime les pertes Joule. À haute vitesse, l'écart entre le calcul EF et le modèle reluctant se réduit. L'erreur d'estimation du débit batterie compense l'erreur de calcul des pertes Joule stator introduite par l'hypothèse du premier harmonique.

L'estimation des pertes Joule est en adéquation avec les hypothèses du modèle et l'erreur d'estimation du calcul du débit. Du point de vue du concepteur, cette remarque est importante. En l'intégrant, il peut définir des contraintes de façon plus objective lors des prédimensionnements.

III.5.3.2.b Estimation des pertes Joule dans les diodes

L'estimation des pertes Joule dans les diodes est moins sujette aux erreurs induites par les hypothèses du premier harmonique. En effet, les harmoniques correspondant aux courants homopolaires ne sont présents que dans le triangle du bobinage stator. L'erreur d'estimation des pertes Joule dans les diodes est donc principalement due à l'erreur d'estimation du débit batterie.

La Figure 102 et la Figure 103 présentent respectivement les calculs des pertes Joule dans les diodes en fonction de la vitesse de rotation pour l'alternateur 1 et l'alternateur 2.

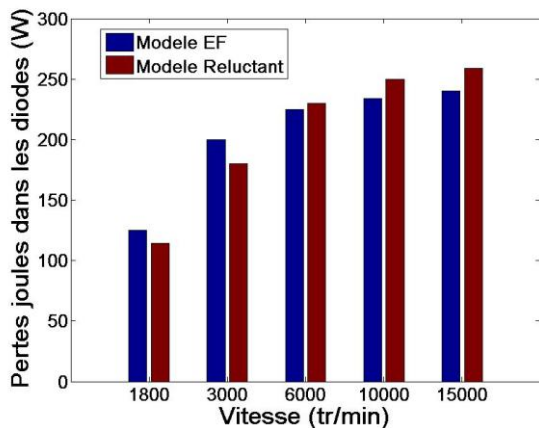


Figure 102 : Pertes Joule dans les diodes en fonction de la vitesse - Alternateur 1

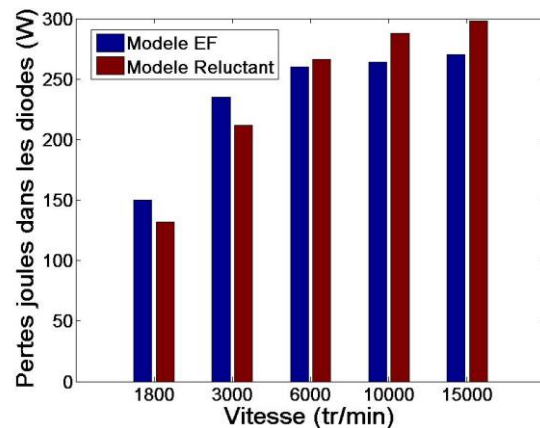


Figure 103 : Pertes Joule dans les diodes en fonction de la vitesse - Alternateur 2

L'estimation des pertes Joule dans les diodes est correcte quelque soit la vitesse de rotation de l'alternateur. Contrairement aux pertes Joule dans les bobinages stator, on constate bien que l'estimation est peu affectée par l'hypothèse du premier harmonique mais dépend majoritairement de l'estimation du courant batterie.

III.5.3.2.c Estimation des pertes fer stator

L'estimation des pertes fer au stator de l'alternateur est comme nous l'avons vu sujette à différentes hypothèses. On rappelle que ces hypothèses incluent un calcul au premier harmonique en considérant comme valeur maximale de l'induction, la valeur maximale de l'induction réelle (non sinusoïdale). Un coefficient représentant la valeur moyenne du volume de fer utile dans une dent sur une période électrique permet de prendre en compte la répartition de l'induction volumique variable en fonction de la position du rotor.

Sous ces différentes hypothèses, nous pouvons à juste titre supposer que la surestimation de la valeur maximale de l'induction va engendrer une surestimation des pertes liée au premier harmonique. Il est cependant difficile de quantifier cette surestimation sans une étude fine.

Concernant le calcul des pertes fer avec le modèle éléments finis, ce calcul est réalisé avec le modèle Loss Surface [44]-[45] qui permet de calculer avec précision les pertes fer dues aux harmoniques.

La Figure 104 et la Figure 105 présentent respectivement les calculs des pertes fer au stator en fonction de la vitesse de rotation pour l'alternateur 1 et l'alternateur 2.

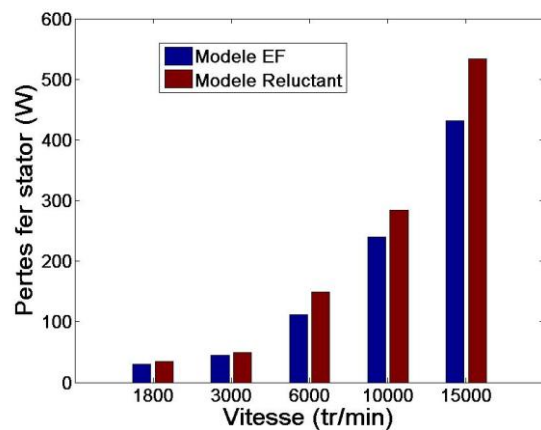


Figure 104 : Pertes fer stator en fonction de la vitesse - Alternateur 1

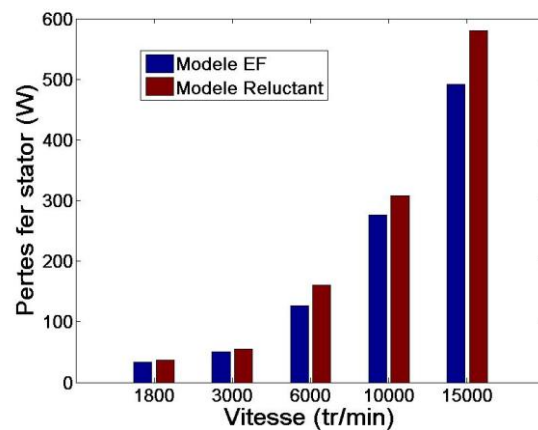


Figure 105 : Pertes fer stator en fonction de la vitesse - Alternateur 2

L'estimation des pertes fer paraît relativement correcte pour un modèle de prédimensionnement. Il faut tout de même tempérer ces résultats, car la surestimation de la valeur maximale de l'induction du premier harmonique compense l'hypothèse du premier harmonique. En effet, sous l'hypothèse du premier harmonique, nous devrions avoir une sous-estimation des pertes fer notamment à haute vitesse. Cependant, la surestimation de la valeur maximale de l'induction liée aux hypothèses de calcul et à la surestimation du débit à haute vitesse implique une surestimation des pertes fer qui est d'autant plus importante avec la vitesse.

L'estimation des pertes fer paraît néanmoins valable dans le cadre d'un modèle de prédimensionnement.

III.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la modélisation d'un alternateur à griffes sans aimants avec la méthode des éléments finis et la méthode des réseaux de reluctances. Ces deux modèles ont été construits afin de permettre la mise en place de la démarche de dimensionnement multi-niveaux.

Dans un premier temps, nous avons construit un modèle EF de l'alternateur à griffes sans aimants. Nous avons vu que ce modèle était suffisamment précis pour pouvoir réaliser des dimensionnements fins et également servir de référence pour la construction et la validation du modèle reluctant. Mis à par son paramétrage complet ce modèle reste classique.

Dans un second temps, il a fallu mettre en place un modèle reluctant de l'alternateur suffisamment précis et robuste pour permettre son utilisation en optimisation. Pour atteindre cet objectif, nous avons développé un modèle reluctant utilisant le principe de la rotation des forces magnétomotrices stator. Ce modèle comprend un circuit magnétique, un circuit électrique et un couplage électromagnétique. Le circuit magnétique a été modélisé à partir de l'analyse de simulations éléments finis et nous avons adopté une modélisation au premier harmonique du circuit électrique. L'association de ces deux sous-modèles a été réalisée avec un couplage électromagnétique en considérant l'alternateur à griffes non saillant. Pour compléter la modélisation, nous avons introduit le calcul des pertes dans les bobinages stator et rotor, le calcul des pertes dans les ponts de diodes et le calcul des pertes fer au stator. Le calcul des pertes mécaniques et des pertes fer rotor n'a pas été intégré étant donné le caractère incertain de leur estimation analytique.

Finalement, nous avons démontré la robustesse et la précision de ce modèle en réalisant différentes simulations de validation sur deux alternateurs ayant des caractéristiques bien différentes. Ces simulations ont permis de valider le calcul des grandeurs globales et des grandeurs locales du modèle reluctant. Tout d'abord, l'estimation du flux dans les dents stator pour différents points de fonctionnement assure une erreur inférieure à 10 %. Ensuite, les calculs de couple ont permis de valider la modélisation du circuit magnétique sur une plus large plage de fonctionnement, les erreurs étant comprise entre 5 % et 15 %. Finalement, le calcul des débits batterie en fonction de la vitesse ont permis de valider le modèle global de l'alternateur avec une erreur comprise entre 5 % et 15 %. De plus, la cohérence entre l'estimation des différentes pertes et leurs hypothèses de calculs ont à nouveau permis de s'assurer de la robustesse du modèle.

Ces différentes simulations nous ont permis de valider la robustesse et la précision du modèle reluctant. Ce dernier va pouvoir être utilisé dans le cadre de prédimensionnements et ainsi finaliser la mise en place de notre démarche de dimensionnement.

Il existe plusieurs perspectives d'amélioration que ce soit pour le modèle EF ou pour le modèle réluctant, nous pourrions indiquer les deux points suivants:

- Pour le modèle EF, un apport envisageable consisterait à intégrer à ce modèle la variation de la température dans les bobinages et dans les diodes en fonction du point de fonctionnement. On pourrait également envisager une étude poussée sur le maillage en considérant une périodicité anticyclique ce qui permettrait de réduire les temps de calcul.
- Concernant le modèle reluctant, sans en faire une liste exhaustive, on pourrait envisager d'intégrer au circuit magnétique la discrétisation du stator selon les axes radiaux et longitudinaux. Il serait également intéressant de modéliser le circuit électrique en utilisant une résolution symbolique des équations différentielles des ponts de diodes pour les différents modes de conduction [37].

Références - Chapitre 3

- [33] G. Barakat, « *Modélisation tridimensionnelle d'une machine synchrone rapide à griffes par la méthode des éléments finis* », Thèse de doctorat, INP Grenoble, 1992
- [34] L. Bouarroudj, « *Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes – Application au domaine de l'automobile* », Thèse de doctorat, INP Grenoble, 2005
- [35] S. K.Tidblad Lundmark, « *Application of 3-D computation of magnetic fields to the design of claw-pole motors* », Thèse de doctorat, Chalmers University of Technology, 2005
- [36] L. Li, A. Kedous-Lebouc, A. Foggia and J.C. Mipo, “*Influence of magnetic materials on claw pole machines behavior*”, *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 46, no. 2, Feb 2010.
- [37] L. Albert, « *Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes, Application au domaine automobile* », Thèse de doctorat, INP Grenoble, 2004
- [38] M. Hecquet and P. Brochet, “*Modeling of a claw-pole alternator using permeance network coupled with electric circuit*”, *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 31, no 3, pp. 2131-2134, May 1995.
- [39] M. Rakotovao, « *Un modèle opérationnel complet pour l'alternateur à griffe dans le domaine de l'automobile* », Thèse de doctorat, Cachan, 1996
- [40] V. Caliskan, D-J. Perreault, T-M Jahns and J-G. Kassakian, « *Analysis of three-phase rectifiers with constant-voltage loads* », *IEEE Trans. Circuits and Systems.*, Vol. 50, no 9, pp. 1220-1226, Sept 2003.
- [41] G. Henneberger, « *Transient 3-d fem computation of eddy-current losses in the rotor of a claw-pole alternator* », *IEEE Trans. Mag.*, Vol. 40(2), March 2004.
- [42] A. Gimeno, « *Contribution à l'étude d'alternateurs automobiles : caractérisation des pertes en vue d'un dimensionnement optimal* »Thèse de doctorat (2011), Université technologique de Compiègne
- [43]G. Bertotti, « *General proprieties of power losses in soft magnetic material* », *IEEE Trans. Mag.* Vol.24 n°1 pp. 621-630, 1988
- [44] T. Chevalier, « *Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine synchrone* »Thèse de doctorat (1999) , Institut National Polytechnique de Grenoble
- [45] T. Gautreau, « *Estimation des pertes fer dans les machines électriques - modèle d'hystérésis loss surface et application aux machines synchrones à aimant* »Thèse de doctorat (2005) , Institut National Polytechnique de Grenoble

<p>Chapitre IV Etude sur l'utilisation optimale d'un noyau en FeCo</p>

Table des matières - Chapitre 4

Chapitre IV Etude sur l'utilisation optimale d'un noyau en FeCo 135

IV.1	Introduction	137
IV.2	Etude sur la géométrie optimale de noyau pour l'utilisation de noyau en FeCo.....	138
IV.2.1	Prédimensionnement et dimensionnement avec un noyau classique en AFK502.....	138
IV.2.1.1	Prédimensionnement avec un noyau classique.....	139
IV.2.1.1.a	Résultats de prédimensionnement	139
IV.2.1.1.b	Analyse de la géométrie prédimensionnée	139
IV.2.1.1.c	Analyse magnétique du prédimensionnement	141
IV.2.1.2	Dimensionnement avec un noyau classique	142
IV.2.1.2.a	Étude de sensibilités des paramètres du rotor	142
IV.2.1.2.b	Résultats de dimensionnement	144
IV.2.1.2.c	Analyse de la géométrie dimensionnée	145
IV.2.1.2.d	Analyse magnétique du dimensionnement	145
IV.2.2	Dimensionnement avec un noyau encastré en AFK502	147
IV.2.2.1	Étude paramétrique sur la longueur d'encastrement	147
IV.2.2.2	Dimensionnement avec un noyau encastré.....	148
IV.2.2.2.a	Résultats de dimensionnement	149
IV.2.2.2.b	Analyse de la géométrie dimensionnée	149
IV.2.2.2.c	Analyse magnétique de la géométrie dimensionnée.....	150
IV.2.3	Dimensionnement avec un noyau Z en AFK502.....	152
IV.2.1	Bilan sur l'étude de la géométrie optimale de noyau pour l'utilisation de noyau en FeCo 152	
IV.3	Étude comparative sur le dimensionnement de rotor avec des noyaux encastrés pour les différents FeCo.....	153
IV.3.1	Étude préliminaire	154
IV.3.2	Prédimensionnement	156
IV.3.3	Dimensionnement.....	159
IV.3.4	Bilan sur l'utilisation de noyau encastré pour les différents FeCo	162
IV.4	Conclusion sur l'utilisation optimale d'un noyau en FeCo	163

IV.1 Introduction

Ce chapitre présente l'étude qui a été menée sur l'utilisation optimale d'un noyau en FeCo. Cette étude comprend 2 parties. Dans un premier temps, nous verrons l'identification de la géométrie de noyau permettant d'exploiter au mieux les propriétés magnétiques des FeCo. Dans un second temps, nous chercherons à déterminer le potentiel de gain en débit batterie en fonction de chaque FeCo utilisé au noyau. Pour ces deux études, nous avons simplifié le problème d'optimisation en considérant les caractéristiques géométriques et électriques stator constantes (Tableau 17).

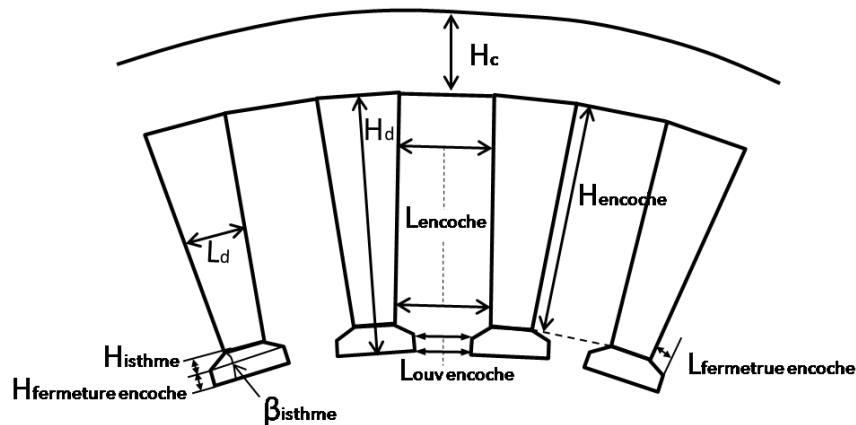


Figure 106 : Paramétrage du stator

Paramètres	Stator Initial	Paramètres	Stator Initial
$R_{\text{sext}} \text{ (pu)}$	9	$L_{\text{ouv encoche}} \text{ (pu)}$	0,1
$R_{\text{sint}} \text{ (pu)}$	7	$L_{\text{encoche}} \text{ (pu)}$	0,2
$H_c \text{ (pu)}$	0,3	$L_d \text{ (pu)}$	0,16
$H_d \text{ (pu)}$	0,7	$D_{\text{cond stator}} \text{ (pu)}$	0,1
$H_{\text{isthme}} \text{ (pu)}$	0,01	$R_s(T=25^\circ\text{C}) \text{ (pu)}$	0,3
$\beta_{\text{isthme}} \text{ (pu}^\circ\text{)}$	2,7	$Nb_{\text{couche cond stator}} \text{ (pu)}$	2,6
$H_{\text{fermeture encoche}} \text{ (pu)}$	0,3	$Nb_{\text{cond stator //}} \text{ (pu)}$	0,75
$L_{\text{fermeture encoche}} \text{ (pu)}$	0,4		

Tableau 17 : Caractéristiques géométriques et électriques du stator initial

Dans la première partie sur l'identification de la géométrie optimale du noyau en FeCo, nous verrons tout d'abord, les résultats de prédimensionnement et de dimensionnement avec un "noyau classique en AFK502". Leur analyse magnétique met en évidence le besoin de définir une nouvelle géométrie de noyau adaptée aux propriétés magnétiques de l'AFK502. En effet, nous verrons que la difficulté majeure de cette étude est liée au contraste entre les propriétés magnétiques des matériaux du noyau (Fer Cobalt - FeCo) et des roues polaires (Acier). L'écart entre les aimantations à saturation de ces matériaux nécessite une adaptation de la géométrie du noyau afin d'exploiter au mieux les propriétés magnétiques du FeCo.

Nous verrons ensuite, un second dimensionnement réalisé avec une nouvelle géométrie de noyau nommée "noyau encastré". Du point de vue magnétique, cette géométrie est nettement plus favorable à l'utilisation d'un noyau en AFK502 mais d'un point de vue mécanique elle n'est pas envisageable.

Finalement, un troisième dimensionnement est présenté avec une géométrie de noyau appelée "noyau Z". Cette géométrie apporte un compromis magnétique-mécanique intéressant. Pour des raisons de confidentialité, nous ne développerons pas cette partie de l'étude mais présenterons juste les résultats de calcul à titre indicatif.

La seconde partie est une étude comparative sur l'utilisation de noyaux encastrés en fonction des différents FeCo (AFK1, AFK18 et AFK502). Cette étude est essentielle, car elle permet d'envisager le potentiel de gain en débit batterie en fonction du FeCo utilisé au noyau. Ainsi, on pourra déterminer le meilleur compromis coût/performance.

Tout au long de ce chapitre, nous allons comparer les débits batterie des alternateurs prédimensionnés et dimensionnés à ceux des alternateurs à aimants (Ferrite et NdFeB) et de l'alternateur initial présentés au Chapitre II.

IV.2 Etude sur la géométrie optimale de noyau pour l'utilisation de noyau en FeCo

IV.2.1 Prédimensionnement et dimensionnement avec un noyau classique en AFK502

Ce paragraphe comprend deux parties, le prédimensionnement puis le dimensionnement du rotor de l'alternateur à griffes sans aimants avec un "noyau classique en AFK502".

Le prédimensionnement correspond à l'optimisation de l'alternateur avec le modèle réductant (alternateur prédimensionné). Ici, « tous les paramètres électriques et géométriques du rotor sont optimisés ». Nous verrons tout d'abord, les débits batteries de l'alternateur prédimensionné avec ensuite l'analyse de la géométrie et enfin, nous concluons par une analyse magnétique.

Le dimensionnement correspond à l'optimisation du rotor de l'alternateur avec le modèle EF. Il est réalisé à partir du rotor précédemment prédimensionné et « seuls les paramètres les plus sensibles sont optimisés ». Nous verrons, dans un premier temps, l'étude de sensibilité des paramètres du rotor permettant de définir les paramètres à optimiser. Dans un second temps, nous évaluerons les résultats de dimensionnements avec le calcul des débits batterie. Pour finir, suivant la même démarche d'analyse que pour le prédimensionnement, nous verrons l'analyse géométrique et magnétique du rotor dimensionné.

Nous verrons que ces deux étapes de dimensionnements nous orienteront vers une conclusion commune, nous amenant à définir une nouvelle géométrie de noyau.

IV.2.1.1 Prédimensionnement avec un noyau classique

IV.2.1.1.a Résultats de prédimensionnement

Le Tableau 18 présente les débits moyens à 1800 tr/min et à 6000 tr/min des alternateurs à aimants, de l'alternateur initial et de l'alternateur prédimensionné. Ces débits ont été calculés avec le modèle reluctant et avec le modèle EF.

	Alternateur à aimant		Alternateur Initial (Noyau Classique en SAE1005)		Alternateur Prédimensionné (Noyau Classique en AFK502)	
	Ferrites	NdFeB				
	Modèle EF		Modèle R	Modèle EF	Modèle R	Modèle EF
Débit 1800 tr/min	138 A	160 A	109 A	117,5 A	120 A	118,5 A
Débit 6000 tr/min	209 A	260 A	198 A	188,5 A	223 A	192 A

Tableau 18 : Calcul des débits à 1800 tr/min et à 6000 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF pour l'alternateur initial et l'alternateur prédimensionné

Les résultats de calcul obtenus avec le modèle reluctant laissent entrevoir un gain en débit par rapport à l'alternateur initial de 10 % à 1800 tr/min et de 13 % à 6000 tr/min. Malheureusement, ces résultats n'ont pas été confirmés avec le modèle EF. En effet, tout calcul fait, on obtient un gain en débit par rapport à l'alternateur initial de 1 % à 1800 tr/min et de 2 % à 6000 tr/min.

Ces résultats de prédimensionnement ne démontrent ni la pertinence d'utiliser un noyau en AFK502, ni l'efficacité du modèle reluctant en prédimensionnement. Afin de comprendre ces résultats, nous avons réalisé une analyse géométrique puis magnétique de l'alternateur prédimensionné.

IV.2.1.1.b Analyse de la géométrie prédimensionnée

Pour effectuer l'analyse de la géométrie prédimensionnée, il est important de connaître deux préceptes de dimensionnements des alternateurs à griffes:

- Le dimensionnement d'un rotor d'alternateur à griffes tend toujours vers le meilleur compromis entre la taille de la fenêtre de bobinage fixée par H_p et L_n , le nombre de spires rotor (N_{ex}) et les dimensions du circuit magnétiques fixée par H_{baseg} , R_{next} , E_p , $L_{boutg\ dessus}$, H_{boutg} et L_{coude} . Ce compromis est fonction du couple « état de saturation du circuit magnétique rotor - nombre de spires rotor » permettant de maximiser le flux.
- Le paramètre $L_{boutg\ dessus}$ est également un paramètre dimensionnant. Il fixe la valeur de l'espace inter-griffes et donc les fuites entre griffes et il intervient également dans le dimensionnement de la surface d'échange entre une griffe et le stator. Optimiser $L_{boutg\ dessus}$ implique donc de trouver le bon compromis entre les fuites entre griffes et la surface d'échange rotor-stator.

Les paramètres géométriques du rotor avec un noyau classique sont rappelés dans la Figure 107.

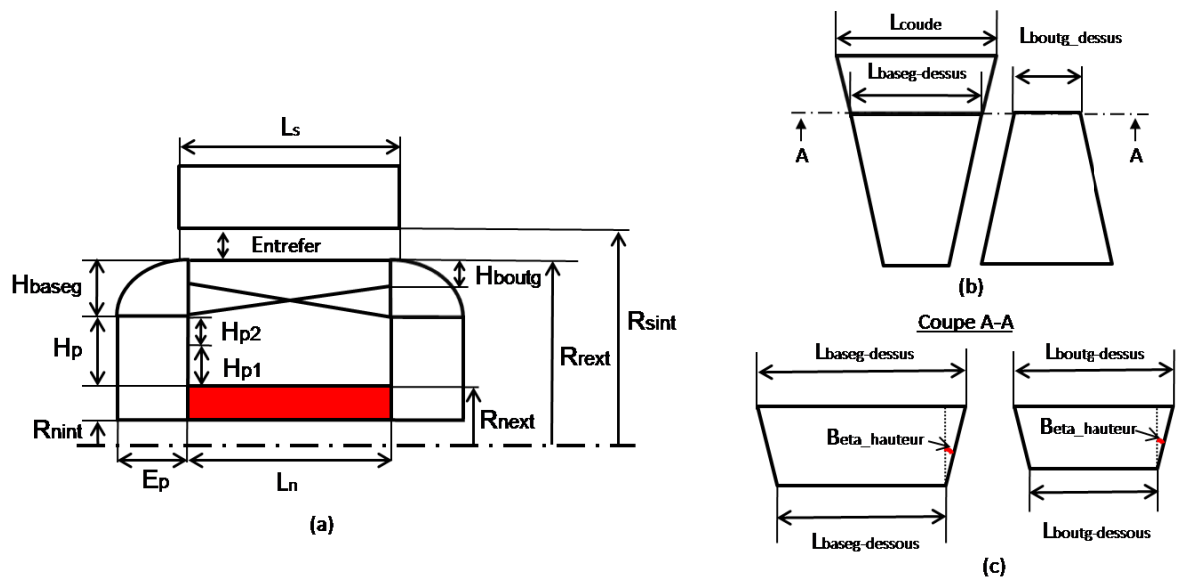


Figure 107 : Paramétrage du rotor avec un noyau classique (en rouge)
 (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A

Le Tableau 19 présente la géométrie du rotor de l'alternateur initial et de l'alternateur prédimensionné.

Paramètres	Alternateur Initial (Noyau Classique en SAE1005)	Alternateur Prédimensionné (Noyau Classique en AFK502)
R_{next} (pu)	1,94	1,76
H_{p1} (pu)	0,6	0,7
H_{p2} (pu)	0,17	0,15
H_{baseg} (pu)	0,8	0,86
H_{boutg} (pu)	0,16	0,06
E_p (pu)	0,9	0,94
L_n (pu)	1,9	1,8
$L_{boutg\ dessus}$ (pu)	0,4	0,5
L_{coude} (pu)	1,9	1,9
$E_{entrefer}$ (pu)	0,02	0,02
N_{ex} (pu)	8,7	9,4

Tableau 19 : Géométrie du rotor de l'alternateur initial et de l'alternateur prédimensionné

Comme nous l'espérons, l'utilisation d'un noyau en AFK502 a permis d'augmenter le nombre de spires au rotor ainsi que les surfaces d'échange du flux. En effet, la réduction du rayon extérieur du noyau a permis d'augmenter le nombre de couches de conducteurs rotor ainsi que la hauteur de base de

la griffe. Malgré l'augmentation de la largeur des plateaux (nécessaire au passage d'un flux plus important) imposant une réduction de la longueur du noyau et donc du nombre de conducteurs rotor par couche, le nombre de spires rotor a été augmenté.

On notera également la légère augmentation de $L_{\text{boutg dessus}}$ correspondant à un nouveau compromis fuites entre griffes et surface d'échange rotor-stator.

L'analyse géométrique des résultats du prédimensionnement est cohérente et ne permet pas d'expliquer les faibles gains en débits calculés avec le modèle EF. Pour aller plus loin, une analyse magnétique de la structure prédimensionnée doit être réalisée.

IV.2.1.1.c Analyse magnétique du prédimensionnement

L'analyse des iso-inductions dans une machine électrique en fonctionnement permet de valider la bonne utilisation des matériaux magnétiques doux qui la constituent. Généralement, on considère que ces matériaux sont correctement utilisés quand ils sont polarisés dans le coude de saturation. Nous allons vérifier ce point pour le noyau et les roues polaires du rotor.

La Figure 108 et la Figure 109 présentent respectivement les iso-inductions dans le noyau et dans les roues polaires du rotor à 1800 tr/min avec un courant d'excitation de 5 A.

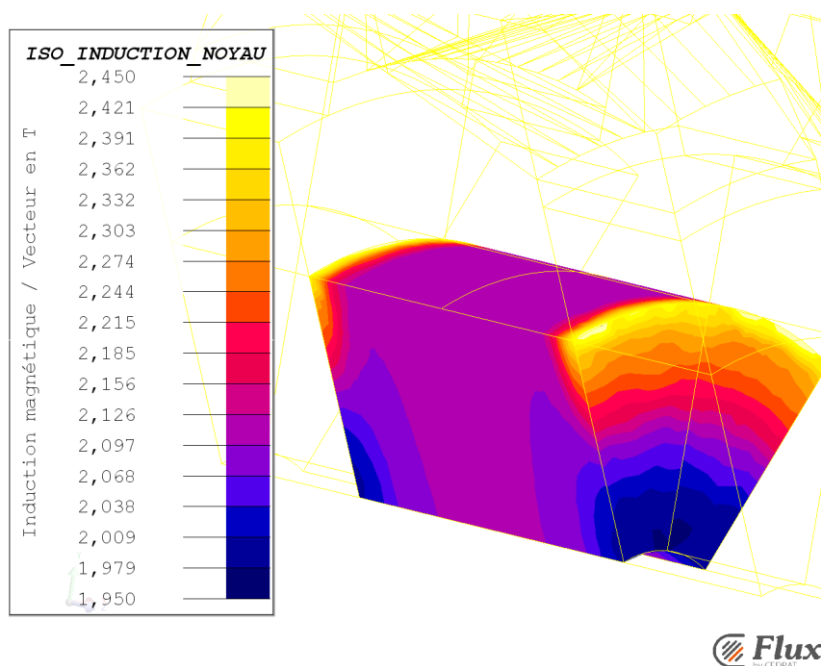


Figure 108 : Iso-induction du noyau classique en AFK502 de l'alternateur prédimensionné

L'induction moyenne dans le noyau est d'environ 2,1 T ce qui correspond à un point de polarisation au début du coude de saturation de l'AFK502. À la jonction noyau-plateau, on observe des niveaux d'induction élevés compris entre 2,15T et 2,45 T.

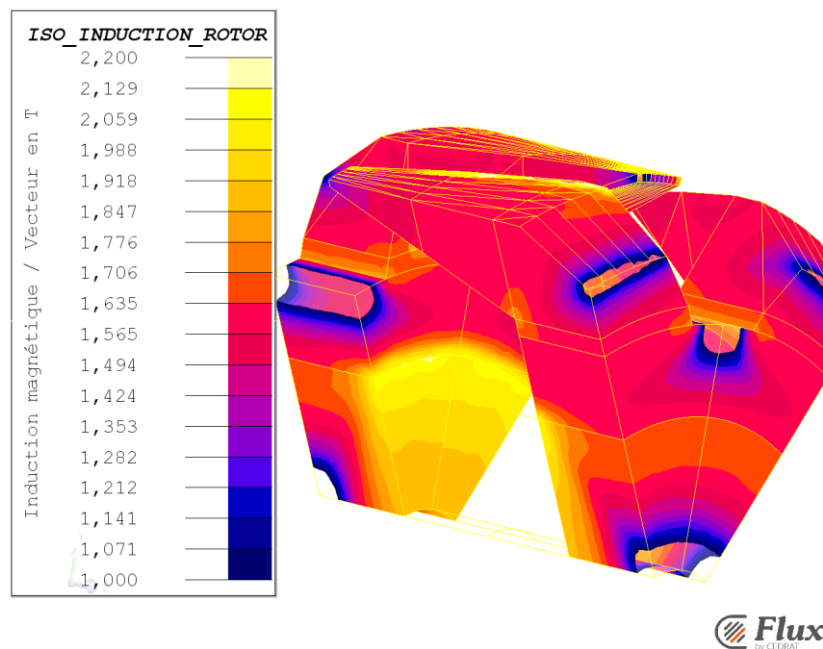


Figure 109 : Iso-induction à 1800 tr/min dans les roues polaires en SAE1005 de l'alternateur prédimensionné avec un noyau classique en AFK502

Sur la Figure 109, on remarque au niveau de la jonction noyau-plateau des niveaux d'induction élevés compris entre 1,8 T à 2,2 T, le SAE1005 est saturé.

L'induction moyenne dans les griffes est comprise entre 1,5T et 1,6T ce qui correspond à un point de polarisation au milieu du coude de saturation du SAE1005.

L'observation des iso-inductions au rotor de l'alternateur prédimensionné met en évidence la présence de saturations locales très importantes au niveau de la jonction noyau-plateau. Ces saturations augmentent la réluctance du circuit magnétique ce qui diminue la valeur du flux résultant et donc le débit batterie.

Le modèle reluctant n'intègre pas la modélisation de ces saturations locales ce qui explique l'écart de calcul avec le modèle EF. La suppression de ces saturations locales devrait permettre d'obtenir le gain en débit estimé avec le modèle reluctant. Le dimensionnement suivant a été réalisé afin d'atteindre cet objectif.

IV.2.1.2 Dimensionnement avec un noyau classique

IV.2.1.2.a Étude de sensibilités des paramètres du rotor

Dans le cas des géométries 3D nous avons vu que les éléments finis imposent des temps de calcul importants. Afin de limiter la durée des optimisations, nous avons effectué une étude de sensibilité sur les différents paramètres ce qui permet de limiter le nombre de paramètres à optimiser. Cette étude a été réalisée avec l'outil Cades sur le modèle reluctant de l'alternateur à griffes. Cet outil permet à partir de la matrice Jacobienne de rendre compte de l'influence des variations (ou sensibilité) de chaque paramètre par rapport aux différentes entrées ou sorties. C'est un outil très utile qui permet de compléter l'expertise du concepteur.

Pour ce dimensionnement, nous avons le choix entre 10 paramètres (Tableau 19). Sachant que les contraintes de bobinage du rotor (thermique et industrielles) sont très restrictives, nous avons considéré que les prédimensionnements convergeaient vers le bobinage rotor optimal. Nous considérerons donc ce bobinage constant ce qui réduit le nombre de paramètres envisageable à 5 (Tableau 20). Afin de rester dans des temps de calcul inférieurs à 5 jours, nous avons décidé de nous limiter à 3 paramètres. Le Tableau 20 présente l'étude de sensibilité réalisée sur les 5 paramètres envisageables.

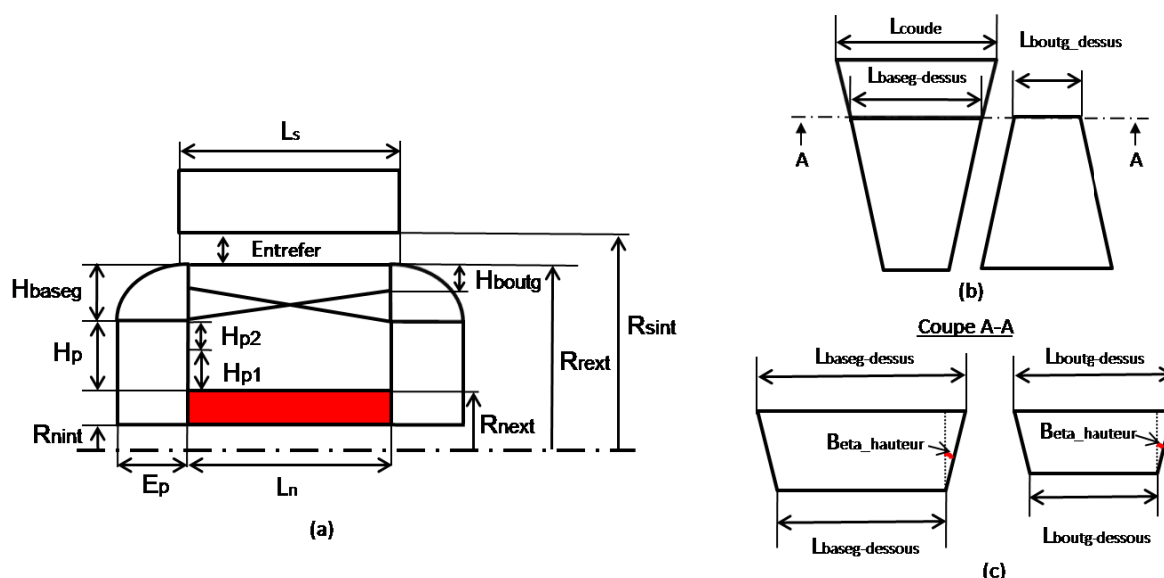


Figure 110 : Paramétrage du rotor avec un noyau classique (en rouge)
(a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A

Paramètres	Sensibilités
R_{next}	0,284
H_{baseg}	0,182
H_{boutg}	0,037
$L_{boutg\ dessus}$	0,178
L_{coude}	0,03

Tableau 20 : Résultats de l'étude de sensibilité sur les paramètres du rotor

L'étude de sensibilité nous indique que les trois paramètres les plus influents sont R_{next} , H_{baseg} et $L_{boutg\ dessus}$. À bobinage rotor et à rayon extérieur rotor fixe, R_{next} et H_{baseg} sont interdépendants. Le troisième paramètre le plus sensible est alors H_{boutg} . Notre expertise confirme les résultats de l'étude de sensibilité. En effet, l'optimisation de R_{next} est essentielle, car c'est un paramètre de dimensionnement direct du noyau. Pour les raisons énoncées précédemment, $L_{boutg\ dessus}$ est aussi un paramètre de dimensionnement important. H_{boutg} est un paramètre moins influant, mais qui joue sur les fuites au rotor, sa détermination précise n'est donc pas négligeable.

Le Tableau 21 présente les plages de variation et les valeurs initiales de ces trois paramètres, les valeurs initiales correspondant aux valeurs de l'alternateur prédimensionné avec le modèle reluctant.

Paramètres	Valeur initiale	Valeur minimale	Valeur maximale
R_{next} (pu)	1,76	1,76	1,9
H_{boutg} (pu)	0,06	0,06	0,3
L_{boutg} dessus (pu)	0,5	0,1	0,64

Tableau 21 : Plage de variation des paramètres d'optimisation pour le noyau classique

IV.2.1.2.b Résultats de dimensionnement

Le Tableau 22 présente les débits moyens à 1800 tr/min et à 6000 tr/min calculés pour l'alternateur initial, l'alternateur prédimensionné et l'alternateur dimensionné. Ces débits ont été calculés avec le modèle EF.

	Alternateur Initial (Noyau Classique en SAE1005)	Alternateur Prédimensionné (Noyau Classique en AFK502)	Alternateur Dimensionné (Noyau Classique en AFK502)
Débit 1800 tr/min	117,5 A	118,5 A	124 A
Débit 6000 tr/min	188,5 A	192 A	199,5 A

Tableau 22 : Calcul des débits à 1800 tr/min pour l'alternateur initial, l'alternateur prédimensionné et l'alternateur dimensionné

Ces résultats de dimensionnement vont dans le bon sens, mais restent loin du gain en débit de 19 % nécessaire pour atteindre les mêmes performances que l'alternateur de référence (140 A à 1800 tr/min). Pour comprendre ces résultats, nous avons réalisé une analyse géométrique puis magnétique de l'alternateur dimensionné.

IV.2.1.2.c Analyse de la géométrie dimensionnée

Le Tableau 23 présente les valeurs des paramètres optimisés pour l'alternateur initial et l'alternateur prédimensionné.

Paramètres	Alternateur Initial (Noyau Classique en SAE1005)	Alternateur Prédimensionné (Noyau Classique en AFK502)	Alternateur Dimensionné (Noyau Classique en AFK502)
R_{next} (pu)	1,94	1,76	1,8
H_{boutg} (pu)	0,2	0,06	0,16
L_{boutg} dessus (pu)	0,4	0,5	0,19

Tableau 23 : Comparaison des paramètres optimisés au rotor entre l'alternateur initial, l'alternateur prédimensionné avec un noyau classique et l'alternateur dimensionné avec un noyau classique

L'augmentation du rayon extérieur du rotor est justifiée, car elle permet de diminuer les niveaux d'induction de la jonction noyau-plateau. La diminution de la largeur du bout des griffes réduit les fuites entre griffes qui semblent avoir une influence prédominante vis-à-vis d'un éventuel gain apporté par un agrandissement de la surface de vis-à-vis griffe-stator. L'augmentation de la hauteur du bout de la griffe permet d'obtenir un meilleur compromis entre la section de passage du flux en bout de griffe et les fuites griffes-plateaux.

IV.2.1.2.d Analyse magnétique du dimensionnement

La Figure 111 et la Figure 112 présentent respectivement les iso-inductions dans le noyau et dans les roues polaires du rotor à 1800 tr/min avec un courant d'excitation de 5 A.

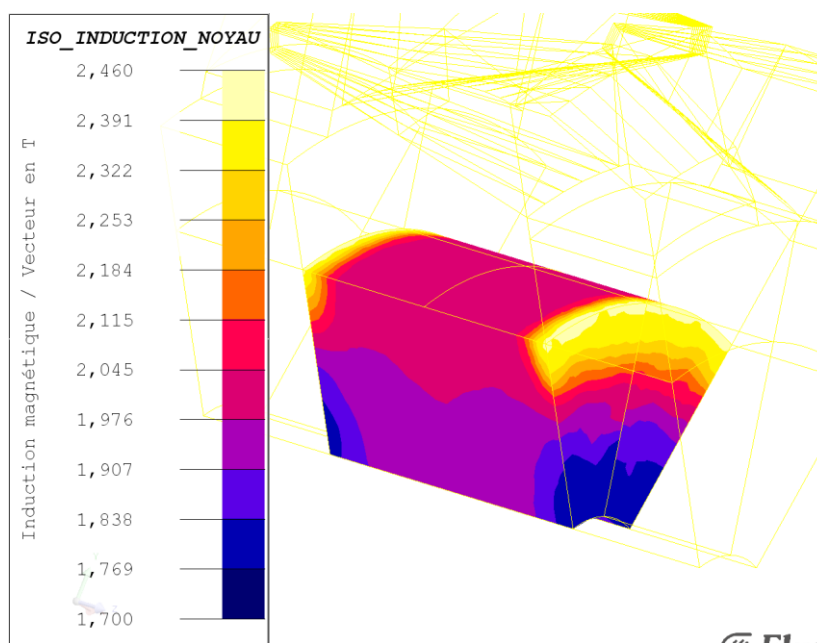


Figure 111 : Iso-induction du noyau classique en AFK502 de l'alternateur dimensionné

Dans le noyau, l'induction moyenne est d'environ 1,95 T ce qui correspond à un point de polarisation en fin de zone linéaire de l'AFK502. Au niveau de la jonction noyau-plateau, on observe toujours des niveaux d'induction élevés compris entre 2 T à 2,45 T.

On notera que le dimensionnement du noyau n'est magnétiquement pas efficient, car l'induction moyenne est faible par rapport à l'induction à saturation de l'AFK502. Ce dimensionnement permet bien d'augmenter le débit par rapport au prédimensionnement, mais il exploite mal les propriétés magnétiques de l'AFK502.

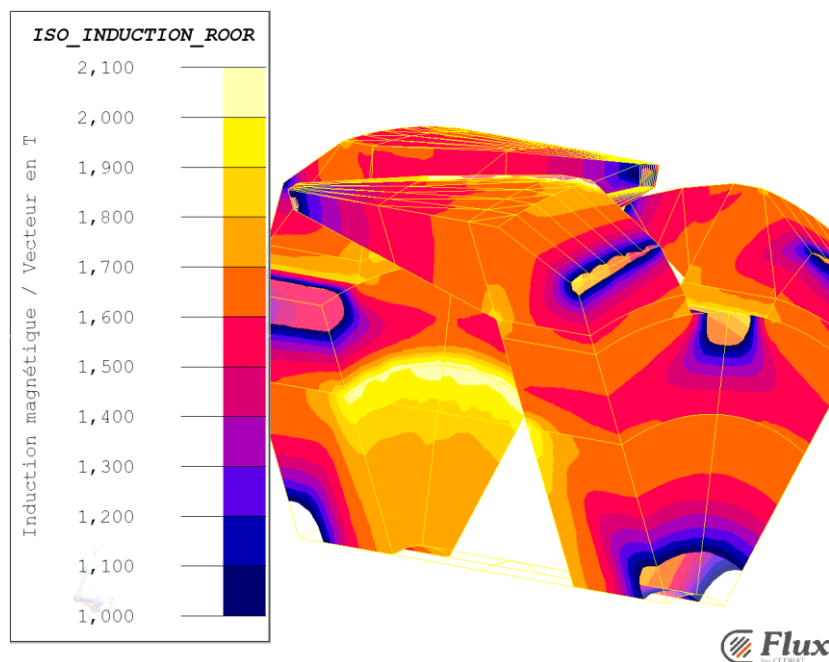


Figure 112 : Iso-induction à 1800 tr/min dans les roues polaires en SAE1005 de l'alternateur dimensionné avec un noyau classique en AFK502

Dans les roues polaires, les niveaux d'induction à la jonction noyau plateau sont toujours très élevés (1,8 T à 2,1 T) malgré une légère diminution par rapport à ceux observés sur le prédimensionnement (Figure 112). L'induction moyenne dans les griffes est comprise entre 1,5T et 1,8T ce qui correspond à un point de polarisation au milieu du coude de saturation du SAE1005.

L'observation des iso-inductions au rotor de l'alternateur dimensionné montre que, malgré l'augmentation du rayon extérieur du noyau, les saturations locales de la jonction noyau-plateau sont toujours présentes. Elles ont légèrement été réduites ce qui s'est traduit par une augmentation du débit batterie. On imagine alors facilement que leur suppression devrait permettre d'atteindre les 10 % de gain en débit estimé avec le modèle reluctant en prédimensionnement.

Les saturations locales sont induites par le passage d'un matériau magnétique à haute aimantation à saturation (AFK502) à un matériau magnétique à plus basse aimantation à saturation (SAE1005). En l'absence d'épanouissement de la surface avant la jonction entre les deux matériaux, le flux maximum est imposé par le matériau à faible aimantation à saturation (SAE1005). Pour supprimer complètement les saturations locales, il faut apporter un épanouissement de la surface au niveau de la jonction noyau-plateau. Il est donc nécessaire de repenser la géométrie du noyau afin de permettre l'épanouissement du flux avant la jonction noyau-plateau et ainsi exploiter au mieux les propriétés magnétiques de l'AFK502. Les deux paragraphes suivants présentent les résultats de

dimensionnement avec deux nouvelles géométries de noyau, "le noyau encastré" et "le noyau Z" qui ont été conçues suivant ce constat.

IV.2.2 Dimensionnement avec un noyau encastré en AFK502

Ce paragraphe présente le dimensionnement de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502 (Figure 113). Tout d'abord, nous verrons les résultats d'une étude paramétrique sur l'influence de la longueur d'encastrement. Ensuite, un nouveau dimensionnement est réalisé. Finalement, l'analyse du dimensionnement permettra de valider l'apport de l'utilisation d'un noyau encastré.

IV.2.2.1 Étude paramétrique sur la longueur d'encastrement

Avant de réaliser une optimisation coûteuse en temps de calcul de la géométrie avec un noyau encastré (Figure 113), nous avons réalisé une étude paramétrique, plus rapide, sur l'influence de la profondeur d'encastrement.

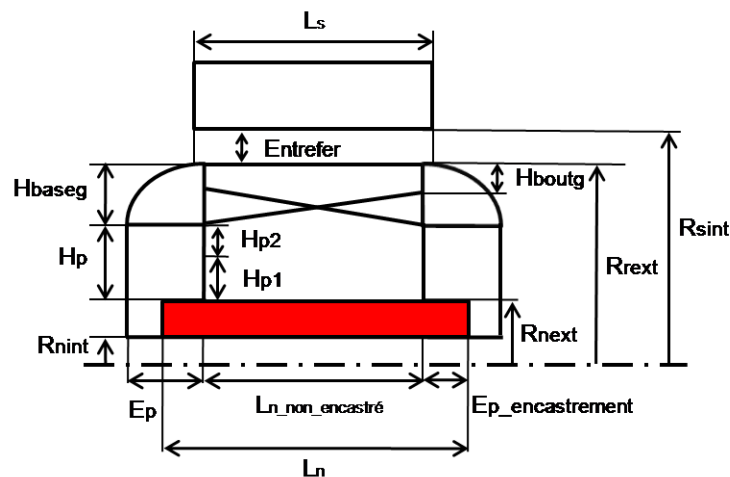


Figure 113 : Paramétrage du rotor avec un noyau encastré (en rouge)

En partant de la géométrie du rotor dimensionnée avec un noyau classique en AFK502, mais en remplaçant le noyau classique (Figure 107) par un noyau encastré (Figure 113), trois simulations EF ont été réalisées pour trois longueurs d'encastrement (Tableau 24).

Paramètres	Simulation 1	Simulation 2	Simulation 3
E_p encastrement	0	$\frac{E_p}{2}$	E_p

Tableau 24 : Valeur de la longueur d'encastrement pour l'étude paramétrique

Les résultats de calcul du débit batterie à 1800 tr/min en fonction de la longueur d'encastrement sont présentés sur la Figure 114.

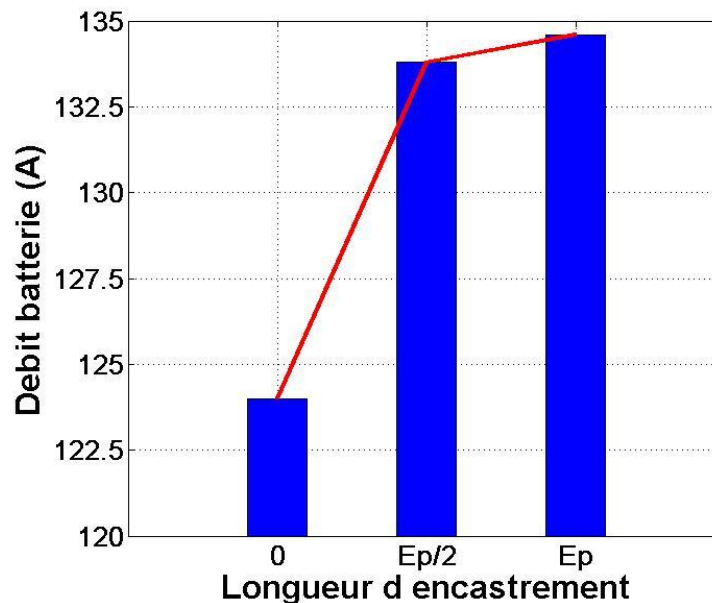


Figure 114 : Débit batterie en fonction de la longueur d'encastrement

L'utilisation d'un noyau encasté en AFK502 permet d'augmenter sensiblement le débit batterie. En effet, pour la valeur d'encastrement maximale, on obtient un débit batterie de 134,5 A soit une augmentation 14,5 % par rapport au débit batterie de l'alternateur initial.

IV.2.2.2 Dimensionnement avec un noyau encasté

Pour ce dimensionnement, la géométrie initiale du rotor correspond à celle dimensionnée avec le noyau classique en AFK502. Le choix des paramètres d'optimisation est quasiment similaire à celui fait avec le noyau classique. On remplace seulement la hauteur du bout des griffes (H_{boutg}) par la longueur d'encastrement (E_p encastrement). Le Tableau 25 présente les plages de variation de chaque paramètre ainsi que leur valeur initiale.

Paramètres	Valeur initiale	Valeur minimale	Valeur maximale
R_{next} (pu)	1,8	1,7	1,85
E_p encastrement (pu)	0,45	0,45	0,9
L_{boutg} dessus (pu)	0,2	0,2	0,4

Tableau 25 : Plage de variation des paramètres d'optimisation pour le noyau encasté

IV.2.2.2.a Résultats de dimensionnement

Le Tableau 26 présente les débits moyens à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour l'alternateur de référence, l'alternateur initial, l'alternateur dimensionné avec un noyau classique et l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré.

	Alternateur à aimant		Alternateur Initial (Noyau Classique en SAE1005)	Alternateur Dimensionné (Noyau Classique en AFK502)	Alternateur Dimensionné (Noyau Encastré en AFK502)
	Ferrites	NdFeB			
Débit 1800 tr/min	138 A	160 A	117,5 A	124 A	135 A
Débit 6000 tr/min	209 A	260 A	188,5 A	199,5 A	208 A

Tableau 26 : Calcul des débits à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour les alternateurs avec aimants, l'alternateur initial, l'alternateur dimensionné avec un noyau classique en AFK502 et l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502

L'optimisation de la géométrie du rotor avec un noyau encastré en AFK502 a permis d'augmenter le débit batterie de 16 % à 1800 tr/min par rapport à l'alternateur initial. L'objectif fixé par l'alternateur de référence (aimant NdFeB) n'est pas atteint avec -15 % à 1800tr/min, mais les résultats sont prometteurs notamment en considérant que l'optimisation est réalisée seulement sur le rotor de l'alternateur.

IV.2.2.2.b Analyse de la géométrie dimensionnée

Le Tableau 27 présente les valeurs des paramètres optimisés. À titre de comparaison, ces valeurs sont également données pour l'alternateur initial, l'alternateur prédimensionné avec un noyau classique et l'alternateur dimensionné avec un noyau classique.

Paramètres	Alternateur Initial (Noyau Classique en SAE1005)	Alternateur Prédimensionné (Noyau Classique en AFK502)	Alternateur Dimensionné (Noyau Classique en AFK502)	Alternateur Dimensionné (Noyau Encastré en AFK502)
R_{next} (pu)	1,94	1,76	1,84	1,8
E_p encastrement (pu)	0	0	0	0,6
L_{boutg} dessus (pu)	0,4	0,5	0,2	0,2

Tableau 27 : Comparaison des paramètres optimisés au rotor entre l'alternateur initial, l'alternateur prédimensionné avec un noyau classique, l'alternateur dimensionné avec un noyau classique et l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré

On constate que la longueur d'encastrement optimale est inférieure à la longueur maximale et que le rayon extérieur du noyau a été réduit par rapport à celui dimensionné avec le noyau classique. On

notera que la valeur du rayon extérieur du noyau optimisé est proche de celle prédimensionnée ce qui est rassurant vis-à-vis de la validité du modèle réductant en prédimensionnement.

IV.2.2.2.c Analyse magnétique de la géométrie dimensionnée

La Figure 115 et laFigure 116 présentent respectivement les iso-inductions dans le noyau encastré et dans les roues polaires du rotor à 1800 tr/min avec un courant d'excitation de 5 A.

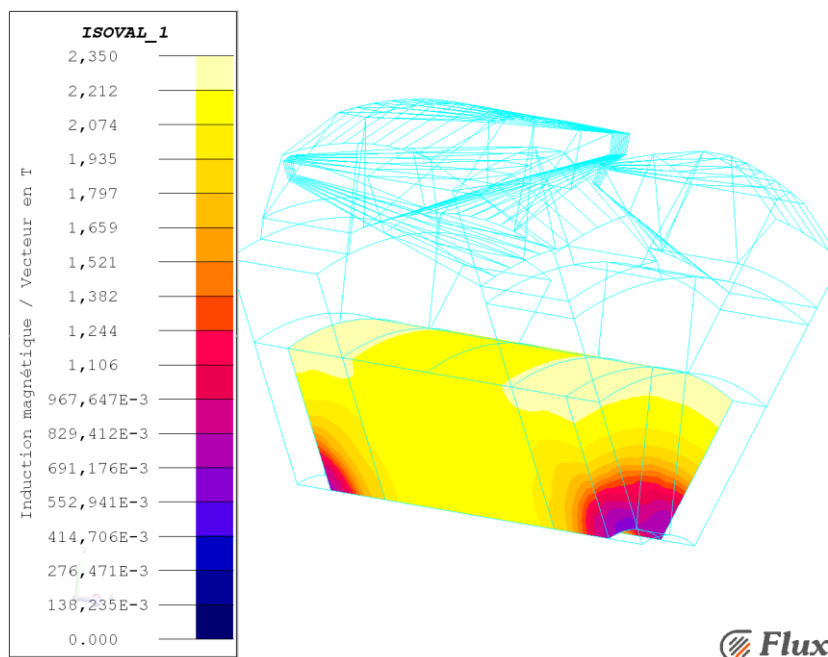


Figure 115 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502

Dans le noyau, l'induction moyenne vaut 2,15 T ce qui correspond à une utilisation correcte mais pas optimale de l'AFK502. À comparer au cas du noyau classique en AFK502 (Figure 111), la jonction noyau-plateau est moins saturée avec un niveau d'induction maximal de 2,3 T au lieu de 2,45 T. En effet, la meilleure répartition du passage du flux vers le plateau réduit les saturations.

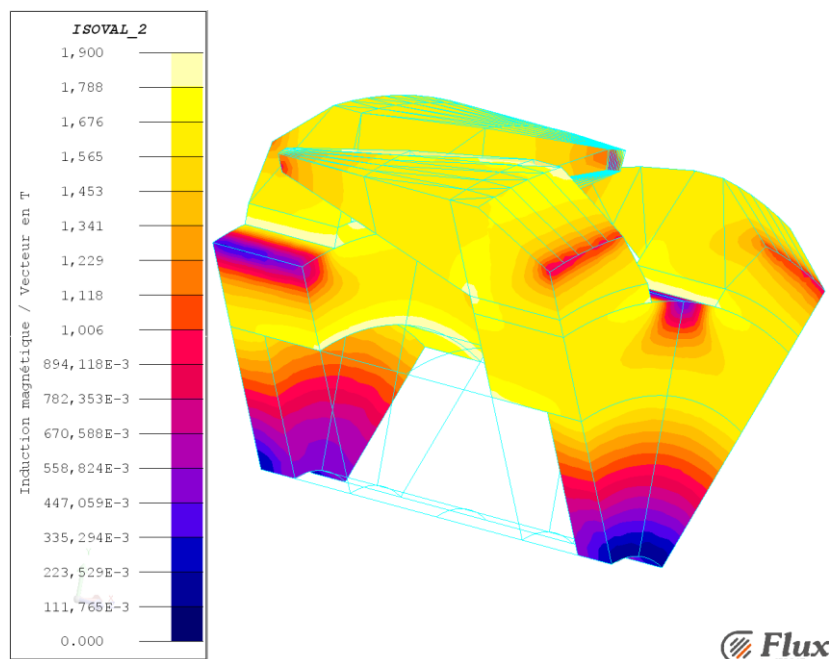


Figure 116 : Iso-induction à 1800 tr/min dans les roues polaires en SAE1005 de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502

Dans les roues polaires, les niveaux d'induction de la jonction noyau-plateau sont également plus faibles avec un maximum de 1,9 T (Figure 116) à comparer au 2 T de la Figure 112. L'induction moyenne dans les griffes est comprise entre 1,6T et 1,8T ce qui reste un domaine d'utilisation optimale du SAE1005.

Ces observations démontrent que le dimensionnement avec un noyau encastré permet d'exploiter de façon plus efficace les propriétés magnétiques de l'AFK502. Cependant, on aurait pu imaginer tendre vers un dimensionnement avec une induction moyenne du noyau proche des 2,35 T. Pour expliquer ce dimensionnement, on peut avancer l'hypothèse suivante, il doit exister un compromis entre la surface d'échange de la jonction noyau-plateau et la taille du rayon extérieur du noyau. Ce compromis limite sans doute la valeur minimum du rayon extérieur du noyau.

Ces résultats démontrent également la cohérence du modèle reluctant en prédimensionnement. En effet, nous avons bien constaté qu'en utilisant une géométrie de noyau limitant majoritairement les saturations locales au niveau de la jonction noyau-plateau, l'optimisation finale du rotor aboutit à une valeur de R_{next} très proche de celle obtenue en prédimensionnement.

En pratique, la réalisation d'un alternateur avec noyau encastré dans les roues polaires présente des problèmes de tenue mécaniques. En effet, en rotation sous l'effet de la force centrifuge, les griffes risquent d'entrer en contact avec le stator n'étant pas suffisamment maintenues à la jonction noyau-plateau. Afin de nous affranchir de ces problèmes mécaniques tout en conservant une bonne efficacité magnétique, nous avons étudié une seconde géométrie de noyau, nommée "noyau Z".

IV.2.3 Dimensionnement avec un noyau Z en AFK502

Ce paragraphe présente les résultats de dimensionnement avec un "noyau Z". On rappelle que pour des raisons de confidentialité, les caractéristiques électriques est géométriques n'ont pu être présentées.

Le Tableau 28 présente les débits moyens à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour l'alternateur référence, l'alternateur initial, l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré et l'alternateur dimensionné avec un noyau Z.

	Alternateur à aimant		Alternateur Initial	Alternateur Dimensionné	Alternateur Dimensionné
	Ferrites	NdFeB	Noyau Classique en SAE1005	Noyau Encastré en AFK502	Noyau Z en AFK502
Débit 1800 tr/min	138 A	160 A	117,5 A	135 A	132,5 A
Débit 6000 tr/min	209 A	260 A	188,5 A	208 A	197,5 A

Tableau 28 : Calcul des débits à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour l'alternateur référence, l'alternateur initial, l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré et l'alternateur dimensionné avec un noyau Z

L'alternateur dimensionné avec un noyau Z en AFK502 présente un débit batterie à basse vitesse très proche de celui de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré. À haute vitesse on a un écart de 5 % en faveur de l'alternateur avec un noyau encastré.

On rappelle que la géométrie du noyau Z permet d'assurer une tenue mécanique des griffes tout en étant favorable à l'utilisation de FeCo au noyau de l'alternateur.

IV.2.1 Bilan sur l'étude de la géométrie optimale de noyau pour l'utilisation de noyau en FeCo

Nous avons vu dans cette partie que le prédimensionnement puis le dimensionnement avec un noyau classique en AFK502 n'ont pas permis d'atteindre un gain significatif sur le débit batterie. Les analyses magnétiques ont mis en évidence la présence de saturations locales au niveau de la jonction noyau-plateau. Ces saturations augmentent la réluctance du circuit magnétique et font diminuer la valeur du flux résultant et donc le débit batterie. Nous avons conclu que pour obtenir un dimensionnement magnétiquement efficace vis-à-vis de l'utilisation d'un noyau en AFK502, il fallait repenser la géométrie du noyau afin de permettre l'épanouissement du flux avant la jonction noyau-plateau. Deux géométries de noyau, "le noyau encastré" et "le noyau Z" ont été imaginées afin de mettre en évidence le gain en débit batterie apporté par l'utilisation d'un noyau en AFK502

Le dimensionnement de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502 a permis d'augmenter le débit batterie de 16 % à 1800 tr/min et de 10 % à 6000 tr/min par rapport à l'alternateur initial. Cependant, les performances de l'alternateur avec aimants NdFeB n'ont pas été atteintes (-15 % à 1800tr/min), mais les résultats sont très prometteurs notamment en considérant que jusqu'à présent l'optimisation a été réalisée seulement sur le rotor de l'alternateur en maintenant les caractéristiques géométrique et électriques du stator fixes.

L'analyse magnétique a montré que l'utilisation d'un noyau encastré permettait d'utiliser efficacement les propriétés magnétiques de l'AFK502, mais qu'une marge de gain était encore envisageable. En effet, le niveau d'induction maximal à la jonction noyau-plateau dans les roues polaires est de 1,9 T, ce qui reste élevé pour l'acier utilisé. De plus, nous avons constaté que la géométrie ne permettait pas, a priori, d'exploiter au maximum les propriétés de l'AFK502 en augmentant le rayon extérieur du noyau afin de désaturer la jonction noyau plateau. On peut imaginer qu'une géométrie n'imposant pas de valeur minimum pour le rayon extérieur du noyau serait encore plus favorable à l'utilisation de noyau en FeCo.

D'un point de vue mécanique, la réalisation d'un alternateur avec noyau encastré dans les roues polaires n'assure pas la tenue mécanique des griffes. Nous avons alors proposé une troisième géométrie de noyau, "le noyau Z", qui est mécaniquement envisageable.

La géométrie de noyau Z apporte une solution qui permet d'assurer une tenue mécanique correcte des griffes tout en étant favorable à l'utilisation de FeCo au noyau de l'alternateur. En effet, cette géométrie présente des débits batterie à basse et à haute vitesse proches de ceux obtenus avec un noyau encastré.

La géométrie optimale de noyau pour l'utilisation de noyau en FeCo étant connue, il est maintenant important d'évaluer le potentiel de gain en débit batterie en fonction du FeCo utilisé au noyau. On pourra ainsi déterminer le meilleur compromis coût/performance.

IV.3 Étude comparative sur le dimensionnement de rotor avec des noyaux encastrés pour les différents FeCo



Cette étude a été menée afin de comparer les débits obtenus en fonction des différentes nuances de FeCo utilisées au noyau de l'alternateur à griffes. Pour cela, la géométrie de noyau dite encastrée a été privilégiée, car comme nous venons de le voir, elle permet une utilisation efficace des propriétés magnétiques des FeCo. De plus, le caractère non confidentiel de cette géométrie permet de présenter l'étude dans son ensemble, tout en assurant des résultats proche de ceux que l'on aurait obtenu avec un noyau Z.

On notera qu'une correction sur le paramétrage de l'alternateur a été apportée après l'étude sur la géométrie optimale du noyau en FeCo (paragraphe précédent) ce qui nous a incité à redimensionner l'alternateur avec un noyau en AFK502.

Ce paragraphe comprend quatre parties avec tout d'abord une étude préliminaire sur l'utilisation des différents noyaux encastrés en FeCo réalisée sur l'alternateur initial sans optimisation afin d'avoir une première estimation des gains en débits batterie. Ensuite, pour chaque FeCo, un prédimensionnement et un dimensionnement du rotor ont été réalisés permettant de déterminer le gain en débit batterie obtenu en fonction du FeCo utilisé au noyau. Finalement, un bilan sur les dimensionnements permet de conclure et d'orienter le travail vers l'étude suivante.

IV.3.1 Étude préliminaire

L'étude préliminaire a été réalisée sur l'alternateur initial en remplaçant son noyau classique en SAE1005 (Figure 117) par un noyau encastré plein en FeCo (Figure 118) et cela pour chaque FeCo (AFK18, AFK1 et AFK502).

 Noyau Classique SAE1005
 Roues polaires SAE1005

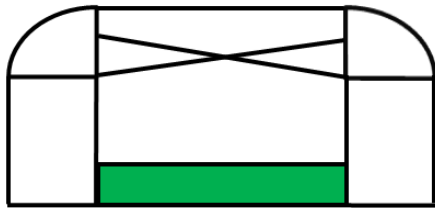




Figure 117 : Coupe longitudinale du rotor avec un noyau classique (en vert)

 Noyau Encastré Plein FeCo
 Roues polaires SAE1005

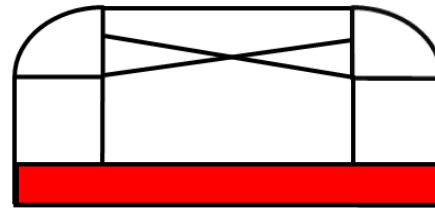


Figure 118 : Coupe longitudinale du rotor avec un noyau encastré plein (en rouge)

La Figure 119 rappelle les courbes de première aimantation du SAE1005 et des différents FeCo.

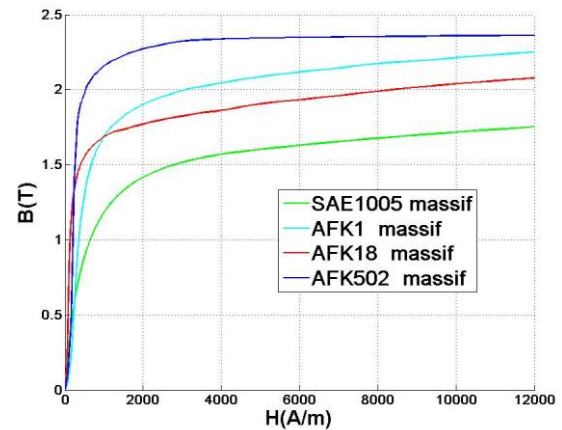
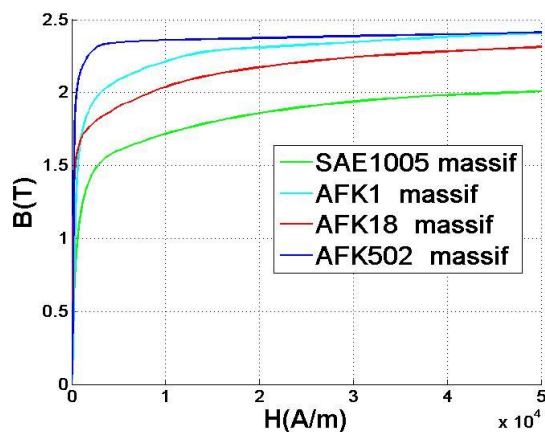


Figure 119 : Courbes de première aimantation des matériaux magnétiques pour le noyau et les roues polaires

Le Tableau 29 présente les débits batterie calculés en simulation éléments finis à 1800 tr/min et à 6000 tr/min ($I_{ex} = 5$ A). Ces premiers résultats de calculs permettent d'avoir une évaluation rapide du gain en débit batterie apporté par l'utilisation des différents FeCo au noyau.

	Alternateur Initial			
	Noyau Encastré en SAE1005	Noyau Encastré en AFK18	Noyau Encastré en AFK1	Noyau Encastré en AFK502
Débit 1800 tr/min	117,5 A	125 A	126 A	128 A
Débit 6000 tr/min	188,5 A	196 A	196 A	197 A

Tableau 29 : Débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min calculés avec le modèle EF pour l'alternateur initial avec des noyaux encastrés pleins en SAE1005, AFK1, AFK18 et AFK502

À basse vitesse, on constate que plus les propriétés magnétiques du FeCo utilisé sont bonnes, plus les débits batteries sont élevés ce qui est logique. À basse vitesse, l'alternateur est généralement saturé, l'utilisation de FeCo au noyau permet de désaturer ce dernier ce qui se traduit par une augmentation du débit.

À haute vitesse, l'alternateur étant peu saturé, on ne note pas de différence majeure sur les débits batterie en fonction des FeCo utilisés. Par rapport à la machine initiale, l'utilisation de FeCo permet d'augmenter la perméabilité équivalente du circuit magnétique ce qui, à ampères-tours constants se traduit par une augmentation de +4 % du débit.

L'alternateur n'ayant pas été redimensionné, on n'exploite pas au maximum les propriétés magnétiques des FeCo. Si l'on prend comme exemple l'alternateur avec un noyau en AFK502, on voit sur la Figure 115 que l'induction moyenne dans la partie centrale du noyau est proche de 1,7 T. Ce niveau d'induction est faible par rapport à l'induction à saturation de l'AFK502 (Figure 119).

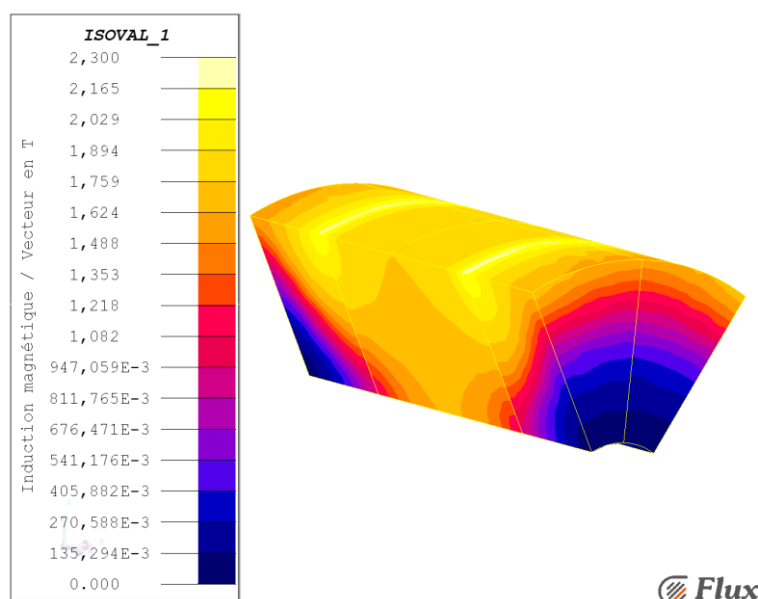


Figure 120 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau encastré en AFK502 de l'alternateur initial

Cette étude préliminaire ne permet pas de quantifier le gain réellement envisageable pour chaque FeCo mais elle nous indique qu'un prédimensionnement et un dimensionnement sont nécessaires pour évaluer ces gains.

IV.3.2 Prédimensionnement

Pour chaque FeCo, un prédimensionnement du rotor avec un noyau encastré a été réalisé avec le modèle reluctant. L'optimisation du rotor comprend 10 paramètres (Tableau 30). La discrétisation du modèle reluctant ne permet pas de dimensionner la longueur d'encastrement, l'encastrement est donc considéré comme plein (Figure 121).

Paramètres optimisés du rotor				
R_{next}	H_{baseg}	$E_{entrefer}$	$Nb_{cond \text{ rotor/couche}}$	$L_{boutg \text{ dessus}}$
H_{p1}	H_{boutg}	L_{coude}	$Nb_{couche \text{ cond rotor}}$	$D_{cond \text{ rotor}}$

Tableau 30 : Paramètres optimisés du rotor pour les prédimensionnement avec un noyau en FeCo pour les différents FeCo

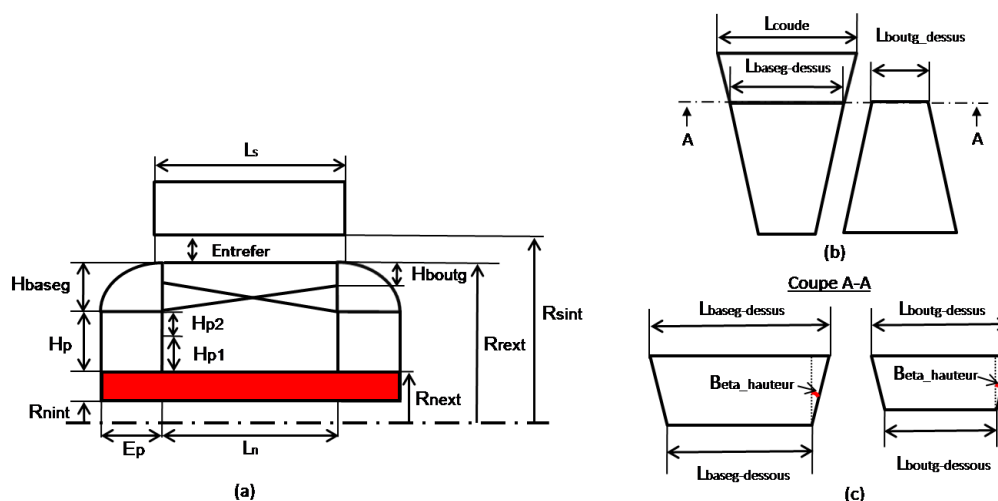


Figure 121 : Paramétrage du rotor avec un noyau encastré plein (en rouge)
(a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A

La fonction objectif ainsi que les contraintes d'optimisation sont similaires à celles présentées dans le cadre du prédimensionnement de l'étude précédente (maximiser le courant à 1800 tr/min, caractéristiques stator constantes...).

Une fois les prédimensionnement réalisés, les débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min ($I_{ex} = 5$ A) ont été calculés avec le modèle reluctant et le modèle EF (Figure 122 - Figure 124).

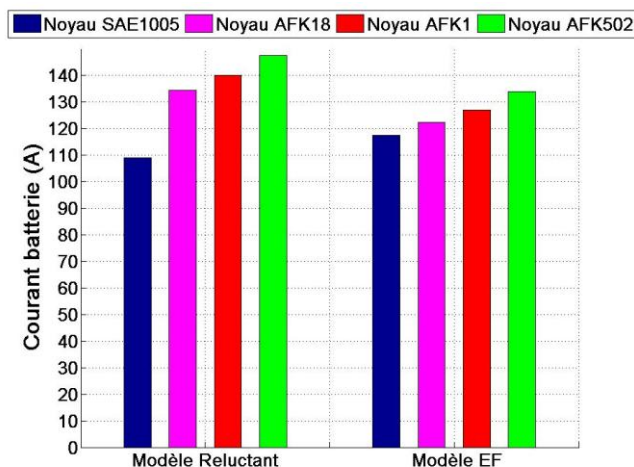


Figure 122 : Débit batterie à 1800 tr/min calculé avec le modèle reluctant et avec le modèle éléments finis (EF) pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au noyau

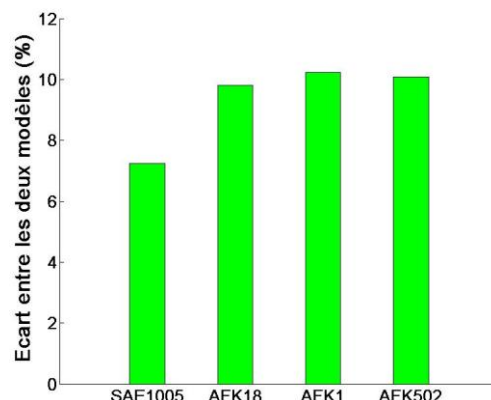


Figure 123 : Écart sur l'estimation des débits batterie calculés à 1800 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au noyau

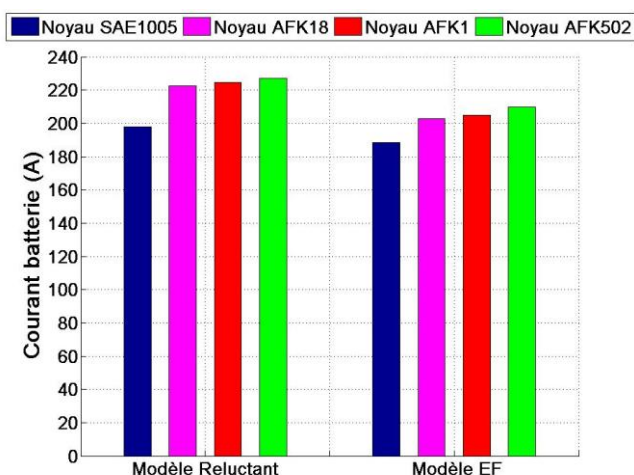


Figure 124 : Débit batterie à 6000 tr/min calculé avec le modèle reluctant et avec le modèle éléments finis (EF) pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au noyau

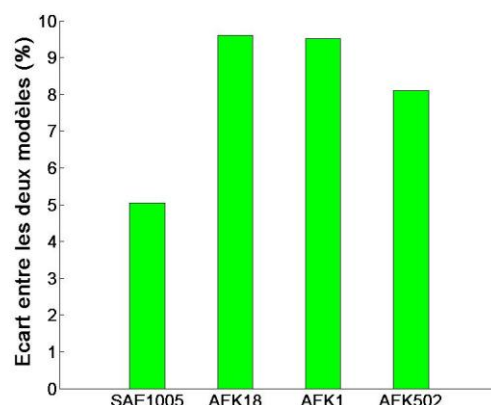


Figure 125 : Écart sur l'estimation des débits batterie calculés à 6000 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au noyau

On observe une erreur de calcul d'environ 10 % entre les débits batterie calculés avec le modèle reluctant et ceux calculés avec le modèle EF (Figure 122 - Figure 124). L'erreur est très correcte pour une modélisation 3D, on peut donc considérer que les prédimensionnement ont convergé vers leur optimum respectif (Figure 123 - Figure 125). Cependant, pour comparer avec le maximum de précision les gains en débits batterie en fonction des FeCo au noyau obtenus dans cette phase de dimensionnement, nous nous référons aux résultats de calculs du modèle éléments finis (Tableau 31).

	Alternateur Initial	Alternateur Prédimensionné		
	Rotor en SAE1005	Noyau Encastré en AFK18	Noyau Encastré en AFK1	Noyau Encastré en AFK502
Débit 1800 tr/min	117,5 A	123 A	127 A	135 A
Débit 6000 tr/min	188,5 A	203 A	205 A	208 A

Tableau 31 : Débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min calculés avec le modèle EF pour l'alternateur initial et les alternateurs prédimensionnés avec des noyaux encastrés pleins en FeCo

Le classement en terme de débits batterie des alternateurs prédimensionnés en fonction du FeCo utilisé au noyau est inchangé par rapport aux résultats de l'étude préliminaire.

Toujours par rapport aux résultats de l'étude préliminaire, à basse vitesse, le prédimensionnement avec un noyau en AFK502 a permis d'augmenter le débit batterie de +5 %. Les deux autres prédimensionnements ne sont pas aussi concluants. En effet, le prédimensionnement avec un noyau en AFK1 n'a que légèrement augmenté le débit batterie et le prédimensionnement avec un noyau en AFK18 a dégradé le débit batterie.

À haute vitesse, les prédimensionnements ont permis d'augmenter les débits batterie par rapport à ceux de l'étude préliminaire. Cette dernière constatation est importante, car elle nous indique que pour les prédimensionnements avec un noyau en AFK18 et en AFK1, à basse vitesse, une partie du rotor sature ce qui limite le débit batterie. L'analyse magnétique du rotor à basse vitesse devrait permettre d'identifier la partie saturée du rotor.

Les bobinages rotor prédimensionnés sont identiques quelque soit le FeCo utilisé au noyau. Ce résultat est dû aux contraintes de dimensionnement couplées à l'augmentation du flux dans les plateaux. En effet, cette augmentation nécessite d'avoir des plateaux plus larges ce qui réduit le nombre de conducteurs rotor par couche. Augmenter le nombre de spires rotor nécessite alors d'augmenter le nombre de couches de conducteurs. Une contrainte de bobinage rotor impose d'augmenter le nombre de couches de conducteur rotor par paires soit 2 couches afin d'avoir un aller et un retour ce qui conduit aux prédimensionnements identiques du bobinage rotor.

La principale différence entre les rotors prédimensionnés (mis à par le FeCo utilisé au noyau) concerne la valeur du rayon extérieur du noyau. En effet, meilleures sont les propriétés magnétiques du FeCo utilisé plus le rayon extérieur diminue ce qui induit également à bobinage rotor identique une augmentation de la hauteur de base des griffes.

Les caractéristiques complètes de chaque alternateur prédimensionné sont données en Annexe 2.

La Figure 126 et la Figure 127 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du noyau et des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK18.

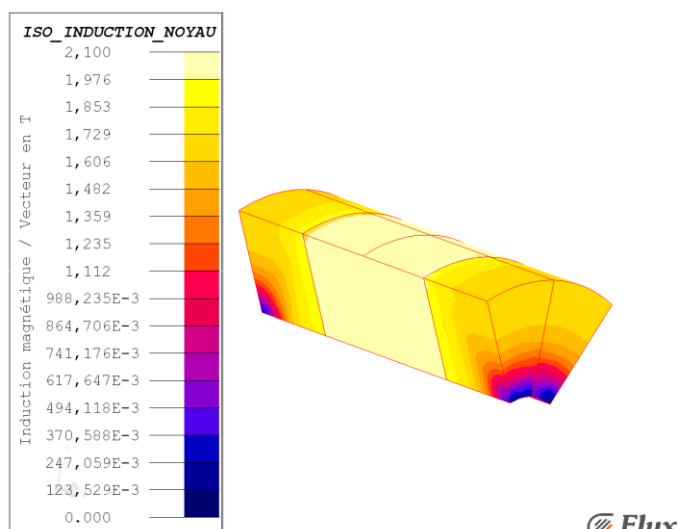


Figure 126 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK18

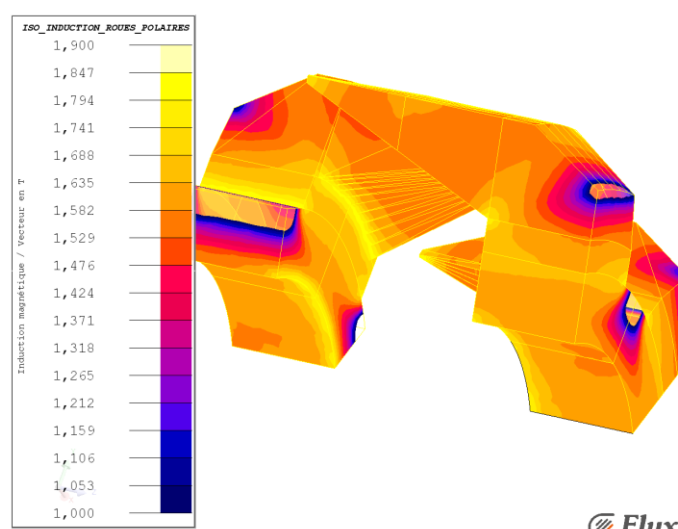


Figure 127 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK18

L'induction moyenne dans la première moitié des griffes en partant de la base est proche de 1,6 T et l'induction moyenne dans les plateaux est légèrement plus élevée (1,7 T). On note une légère saturation locale au niveau de la jonction noyau-plateau avec des niveaux d'induction allant jusqu'à 1,85 T.

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau en AFK18 est d'environ 2,1 T. Même si l'AFK18 sature à 2,3 T, au-dessus de 2 T, il faut beaucoup d'ampères-tours pour augmenter l'induction et donc le flux (Figure 119). Il est alors sans doute plus favorable d'augmenter le rayon extérieur du noyau pour augmenter le flux tout en limitant les saturations de la jonction noyau-plateau. Trouver le meilleur compromis entre la section du circuit magnétique et le niveau de polarisation du matériau magnétique doux nécessite une optimisation avec le modèle EF.

On peut faire la même remarque que pour le prédimensionnement avec le noyau en AFK1 et le prédimensionnement avec un noyau en AFK502 (Annexe 2).

À partir des prédimensionnements, l'optimisation des différents rotors avec le modèle EF devrait permettre d'aboutir à des dimensionnements précis notamment pour le rayon extérieur des noyaux.

IV.3.3 Dimensionnement

À partir de chaque prédimensionnement, un dimensionnement a été réalisé avec le modèle éléments finis. La précision du modèle EF permet de dimensionner en plus la longueur d'encastrement (Figure 106). Les paramètres à optimiser sont ceux issus de l'étude de sensibilité réalisée au paragraphe précédent, ils sont rappelés dans le Tableau 32.

Paramètres optimisés du rotor		
R_{next}	$E_{pencastrement}$	$L_{boutg\ dessus}$

Tableau 32 : Paramètres optimisés du rotor pour les dimensionnements avec un noyau en FeCo pour les différents FeCo

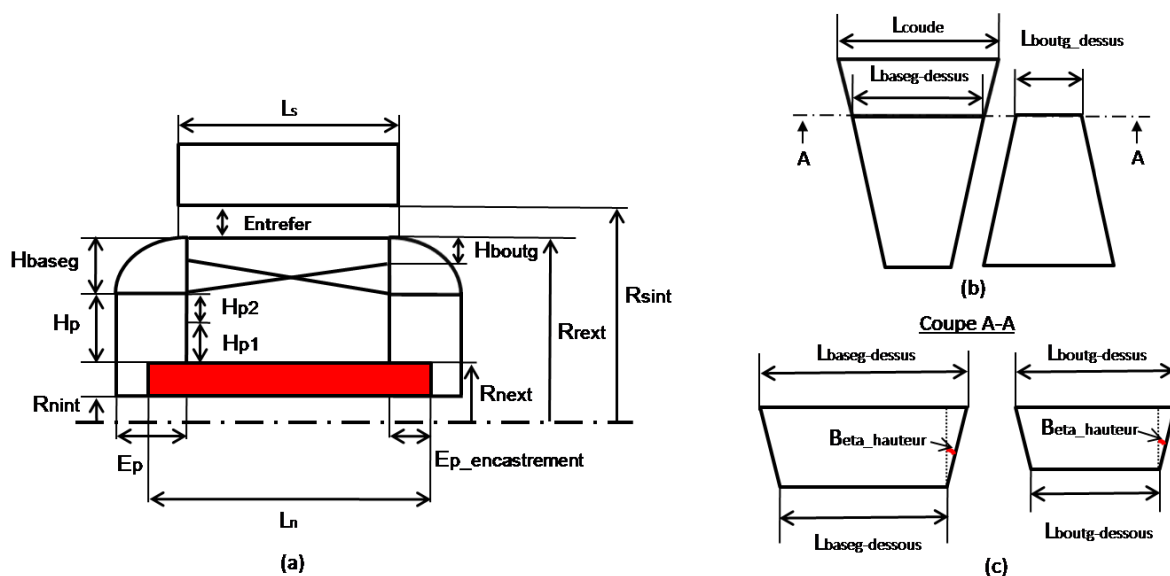


Figure 128 : Paramétrage du rotor avec un noyau encastré (en rouge)

(a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A

Pour chaque dimensionnement, les plages de variation des paramètres à optimiser ainsi que leurs valeurs initiales sont données dans l'annexe 2.

La fonction objectif ainsi que les contraintes d'optimisation sont similaires à celles présentées dans le cadre du dimensionnement de l'étude précédente (maximiser le courant à 1800 tr/min, caractéristiques stator constantes...).

Le Tableau 33 présente les débits batterie calculés à 1800 tr/min et à 6000 tr/min ($I_{ex} = 5\text{ A}$) pour les alternateurs dimensionnés avec un noyau encastré avec les différents FeCo. Il rappelle également les débits de l'alternateur initial et des alternateurs à aimants.

	Alternateur à Aimant		Alternateur Initial	Alternateur Dimensionné		
	Ferrites	NdFeB	Rotor en SAE1005	Noyau Encastré en AFK18	Noyau Encastré en AFK1	Noyau Encastré en AFK502
Débit 1800 tr/min	138 A	160 A	117,5 A	126 A	130 A	135 A
Débit 6000 tr/min	209 A	260 A	188,5 A	209 A	208 A	211 A

Tableau 33 : Débits batterie calculés à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour les alternateurs à aimants, l'alternateur initial et les alternateurs dimensionnés avec des noyaux encastrés en FeCo

L'optimisation avec le modèle EF a permis d'augmenter les débits batterie quelque soit le FeCo utilisé au noyau. Le classement en gain en débit batterie en fonction du FeCo à basse vitesse reste le même, avec un gain par rapport à l'alternateur initial de +7 % pour l'AFK18, de +11 % pour l'AFK1 et de +14 % pour l'AFK502. On rappelle que l'alternateur avec aimants ferrites et de l'alternateur avec aimants NdFeB permettent respectivement un gain de +17 % et de +36 %.

L'utilisation de noyau en AFK502 permet quasiment d'atteindre les débits d'un alternateur à aimants Ferrites (-2 % à basse vitesse et +1 % à haute vitesse). Une marge de progression reste à combler pour égaliser les débits de l'alternateur à aimants NdFeB (-15 % à basse vitesse et -19 % à haute vitesse).

L'analyse magnétique des dimensionnements est nécessaire afin d'identifier les points qui limitent les gains en débits batterie apportés par l'utilisation des noyaux encastrés en FeCo.

Le Tableau 34 présente les caractéristiques des différents rotors dimensionnés.

Paramètres	Alternateur Dimensionné			Alternateur Initial
	Noyau Encastré en AFK18	Noyau Encastré en AFK1	Noyau Encastré en AFK502	Noyau en SAE1005
R_{next} (pu)	1,84	1,81	1,77	1,94
E_p encastrement (pu)	0,93	0,93	0,87	Plein
L_{boutg dessus} (pu)	0,26	0,31	0,27	0,4
M_{asse noyau} (kg)	1,03	0,94	1	1,16

Tableau 34 : Caractéristiques des alternateurs dimensionnés avec un noyau en AFK18, AFK1 et AFK502 et de l'alternateur initial

Quelque soit le FeCo utilisé au noyau, l'optimisation avec le modèle EF a augmenté le rayon extérieur des noyaux par rapport aux prédimensionnements. Cette augmentation est cohérente avec la remarque formulée lors des prédimensionnements.

On note que les longueurs d'encastres pour l'AFK18 et l'AFK1 viennent en butée maximale (noyau plein). Sans cette contrainte, ces deux dimensionnements tendraient probablement vers un encastrement plein. À basse vitesse, la différence de débit entre un encastrement plein et un encastrement moitié est d'environ -1 A quelque soit le FeCo utilisé.

La Figure 129 et la Figure 130 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du noyau et des roues polaires de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK18.

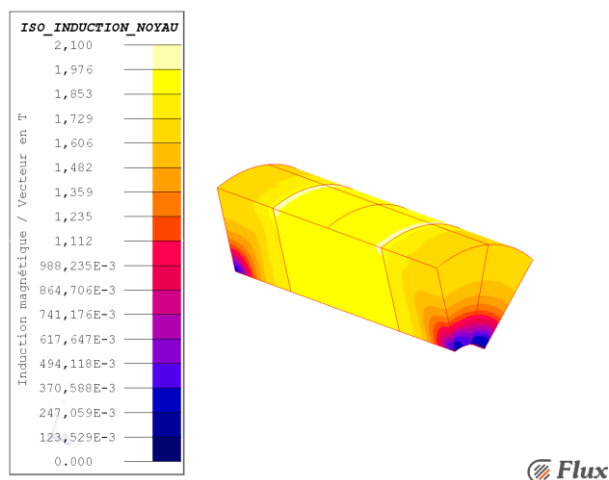


Figure 129 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK18

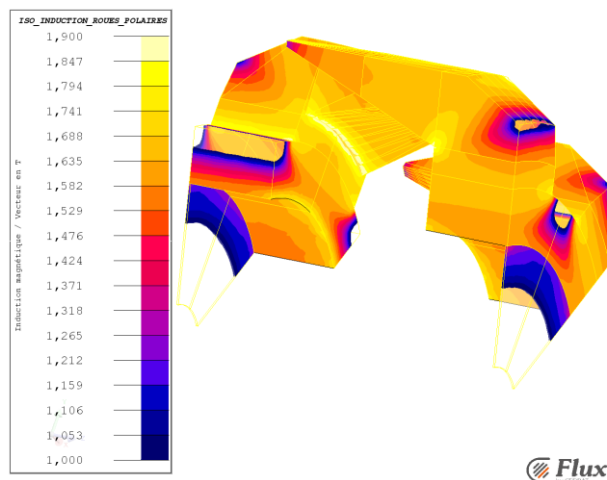


Figure 130 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK18

Les niveaux d'induction dans les roues polaires sont quasiment identiques à ceux observés sur le prédimensionnement. On note tout de même une réduction de la saturation locale au niveau de la jonction noyau-plateau avec un niveau d'induction maximum de 1,75 T.

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau en AFK18 a diminué par rapport au prédimensionnement et se situe vers 2 T.

L'utilisation d'AFK18 avec un noyau encastré permet d'atteindre des niveaux d'induction moyens d'environ 2 T au noyau, au-delà, une augmentation de la section du noyau est plus favorable.

L'étude des iso-inductions pour les dimensionnements avec un noyau en AFK1 et un noyau en AFK502 nous mène à la même conclusion avec respectivement des niveaux d'induction moyens entre 2,1 T et 2,2 T (Annexe 2).

L'analyse magnétique des différents dimensionnements montre que quel que soit le FeCo utilisé, des saturations au niveau de la jonction noyau-plateau sont présentes même si elles sont très réduites par l'utilisation d'un noyau encastré. En optimisation, ces saturations sont diminuées par une augmentation de la surface du noyau et donc de son rayon extérieur.

IV.3.4 Bilan sur l'utilisation de noyau encastré pour les différents FeCo

Nous avons vu dans cette partie une étude préliminaire sur les noyaux encastrés plein en fonction des différents FeCo (AFK18, AFK1 et AFK502). Cette première évaluation a permis d'affirmer que plus les propriétés magnétiques du FeCo utilisé sont bonnes, plus les débits batteries sont élevés. Cependant, nous avons vu qu'elles ne permettaient pas d'exploiter le réel potentiel de ces matériaux, les niveaux d'induction dans les noyaux étant très faibles par rapport à ceux envisageables avec du FeCo.

Ensuite, des prédimensionnements ont été réalisés pour chaque FeCo au noyau. Les résultats de calculs et l'analyse magnétique des prédimensionnements ont mis en évidence l'importance du dimensionnement fin de la section du noyau afin d'estimer au plus juste le potentiel de gain en débit batterie apporté par chaque FeCo.

Enfin, les dimensionnements des rotors avec des noyaux encastrés en FeCo ont permis d'estimer avec précision le gain en débit batterie envisageable pour chaque matériau. À basse vitesse, des gains de +7 %, +11 % et +14 % ont respectivement été obtenus avec l'AFK18, l'AFK1 et l'AFK502 par rapport à l'alternateur initial.

Afin d'atteindre les débits d'un alternateur à aimants, l'utilisation d'un noyau en AFK502 est à privilégier (ou éventuellement en AFK1, moins coûteux). L'utilisation d'un noyau en AFK502 permet quasiment d'atteindre les débits d'un alternateur à aimant Ferrites avec une différence de -2 % à basse vitesse et de +1 % à haute vitesse. Cependant, une marge de progression plus importante reste à combler pour égaler les débits d'un alternateur à aimants NdFeB avec des différences de débit de -15 % à basse vitesse et -19 % à haute vitesse.

IV.4 Conclusion sur l'utilisation optimale d'un noyau en FeCo

Nous avons vu dans ce chapitre deux études. La première nous a permis d'identifier la géométrie optimale de noyau pour l'utilisation d'un noyau en FeCo et la seconde à partir de cette géométrie nous a permis d'évaluer le potentiel de gain en débit batterie en fonction du FeCo utilisé au noyau.

Dans la première étude, nous avons vu que l'utilisation d'un noyau classique en AFK502 ne permettait pas d'atteindre un gain significatif sur le débit batterie. Deux géométries de noyau, "le noyau encastré" et "le noyau Z" ont alors été imaginés afin de mettre en évidence un plus grand gain en débit batterie apporté par l'utilisation d'un noyau en AFK502. Le dimensionnement de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502 a permis d'augmenter le débit batterie de 16 % à 1800 tr/min et de 10 % à 6000 tr/min par rapport à l'alternateur initial. Cependant, les performances de l'alternateur avec aimants NdFeB n'ont pas été atteintes (-15 % à 1800tr/min). Ces résultats restent très prometteurs notamment en considérant que jusqu'à présent l'optimisation a été réalisée seulement sur le rotor de l'alternateur. D'un point de vue mécanique, la réalisation d'un alternateur avec noyau encastré dans les roues polaires n'assure pas la tenue mécanique des griffes. Une troisième géométrie de noyau a alors été proposée, "le noyau Z", qui permet d'assurer la tenue mécanique des griffes. Cette géométrie apporte un bon compromis magnétique-mécanique avec des débits batterie à basse et à haute vitesse très proches de ceux obtenus avec un noyau encastré.

La seconde étude sur la comparaison des débits batterie en fonction des dimensionnements de rotors pour les différents FeCo au noyau de l'alternateur a montré que plus le FeCo utilisé au noyau est noble, plus les débits batterie à basse vitesse sont élevés. Elle a mis en évidence que l'utilisation d'un noyau en AFK502 ou éventuellement en AFK1, moins coûteux, sont à privilégier pour éventuellement pouvoir égaler les performances de l'alternateur avec aimant NdFeB.

Avant d'envisager de nouvelles solutions techniques, il est indispensable de réaliser l'optimisation complète de l'alternateur avec un noyau en AFK502, c'est-à-dire, une étude du nombre optimal de paires de pôles avec l'optimisation du rotor et du stator. Ce dimensionnement permettrait d'évaluer objectivement le potentiel de gain en débit batterie maximal, il fait l'objet d'une des deux études du Chapitre V.

<p>Chapitre V Optimisation complète de l'alternateur avec un noyau en AFK502 et étude comparative sur l'utilisation des différents FeCo au rotor</p>

Table des matières - Chapitre 5

Chapitre V Optimisation complète de l'alternateur avec un noyau en AFK502 et étude comparative sur l'utilisation des différents FeCo au rotor **165**

V.1	Introduction.....	167
V.2	Dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502	167
V.2.1	Prédimensionnement – Influence du nombre de paires de pôles optimal	168
V.2.2	Dimensionnement.....	172
V.2.2.1	Choix des paramètres d'optimisation.....	172
V.2.2.2	Résultats de dimensionnement	175
V.2.3	Bilan sur le dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502	178
V.3	Étude sur le dimensionnement de l'alternateur avec des rotors en FeCo.....	180
V.3.1	Prédimensionnement	180
V.3.2	Dimensionnement.....	186
V.3.2.1	Choix des paramètres d'optimisation.....	186
V.3.2.2	Résultats de dimensionnement	188
V.3.3	Bilan sur le dimensionnement de l'alternateur avec des rotors en FeCo.....	192
V.4	Conclusion	193

V.1 Introduction

Après avoir identifié au chapitre précédent les différentes géométries de noyau permettant une utilisation efficace des noyaux en FeCo et évalué le potentiel de gain en fonction de la nuance de FeCo utilisée, nous allons voir dans ce chapitre deux nouvelles études.

Nous verrons tout d'abord, les résultats obtenus pour un dimensionnement complet d'un alternateur à griffes avec un noyau encastré en AFK502. On entend par dimensionnement complet une optimisation du rotor et du stator avec une étude sur le nombre de paires de pôles optimal. Cette étude met en évidence le besoin d'optimiser non pas seulement le rotor de l'alternateur, mais le rotor et le stator. En effet, nous verrons que l'on bénéficie ainsi du potentiel de gain en débit batterie maximum apporté par l'utilisation d'un noyau en AFK502. Nous constaterons que ce dimensionnement ne rend plus irréaliste la conception d'un alternateur à griffes sans aimants présentant les mêmes débits batterie qu'un alternateur à griffes à aimants.

Afin d'apporter une solution technique avec un pourcentage volumique de cobalt au rotor équivalent à celui utilisé dans un noyau en AFK502, nous verrons dans le dernier paragraphe le dimensionnement d'un alternateur avec un rotor en AFK18. Ce dimensionnement est réalisé en optimisant le rotor et le stator de l'alternateur, mais à nombre de paires de pôles fixé ($p = 6$). Les prédimensionnements avec des rotors en AFK1 et en AFK502 ont également été réalisés à titre d'information.

Pour finir, une conclusion rappelle les principaux points de chacun de ces paragraphes et présente les perspectives de travail envisageables.

Tout au long de ce chapitre, nous allons à nouveau comparer les débits batterie des alternateurs prédimensionnés et dimensionnés à ceux des alternateurs à aimants (Ferrite et NdFeB) et de l'alternateur initial présentés au Chapitre II.

V.2 Dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502

Ce paragraphe présente le dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502, c'est-à-dire, une étude du nombre optimal de paires de pôles avec l'optimisation du rotor et du stator. L'objectif de ce dimensionnement est d'identifier le potentiel de gain en débit batterie maximal apporté par l'utilisation d'un noyau en FeCo ce qui justifie le choix de l'AFK502.

Ce paragraphe comprend trois parties avec tout d'abord le prédimensionnement de l'alternateur avec le modèle reluctant. L'étape de prédimensionnement comprend l'optimisation du rotor et du stator et inclue l'influence du nombre de paires de pôles. Ensuite, nous verrons le dimensionnement réalisé avec le modèle EF qui permet de déterminer plus précisément la meilleure solution. Pour finir, un bilan sur le dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau en AFK502 rappelle les principaux résultats et expose des ouvertures vers de nouvelles solutions techniques.

V.2.1 Prédimensionnement – Influence du nombre de paires de pôles optimal

Dans le cadre de cette étude, le prédimensionnement avec le modèle reluctant prend tout son sens. En effet, on souhaite effectuer un dimensionnement complet de l'alternateur ce qui implique une étude sur l'influence du nombre optimal de paires de pôles ainsi que sur les paramètres électriques et géométriques du rotor et du stator. Sachant que 15 paramètres d'optimisation doivent être considérés (10 paramètres pour le rotor, 4 pour le stator et le nombre de paires de pôles) (Tableau 35), on comprend qu'une étude entièrement réalisée avec un modèle EF serait très coûteuse en temps de calcul. La discrétisation du modèle reluctant ne permettant pas de dimensionner la longueur d'encastrement, ce dernier est considéré comme plein (Figure 131).

La fonction objectif ainsi que les contraintes d'optimisation sont identiques à celles présentées au Chapitre II (maximiser le courant à 1800 tr/min...).

Paramètres optimisés au rotor et au stator				
Rotor			Stator	
R_{next}	$E_{entrefer}$	$L_{boutg\ dessus}$	H_c	
H_{p1}	L_{coude}	$D_{cond\ rotor}$	$Nb_{couche\ cond\ stator}$	
H_{baseg}	$Nb_{cond\ rotor/couche}$		L_s	
H_{boutg}	$Nb_{couche\ cond\ rotor}$		$D_{cond\ stator}$	

Tableau 35 : Paramètres optimisés au rotor et au stator pour les prédimensionnement avec un noyau en AFK502 en fonction du nombre de paires de pôles

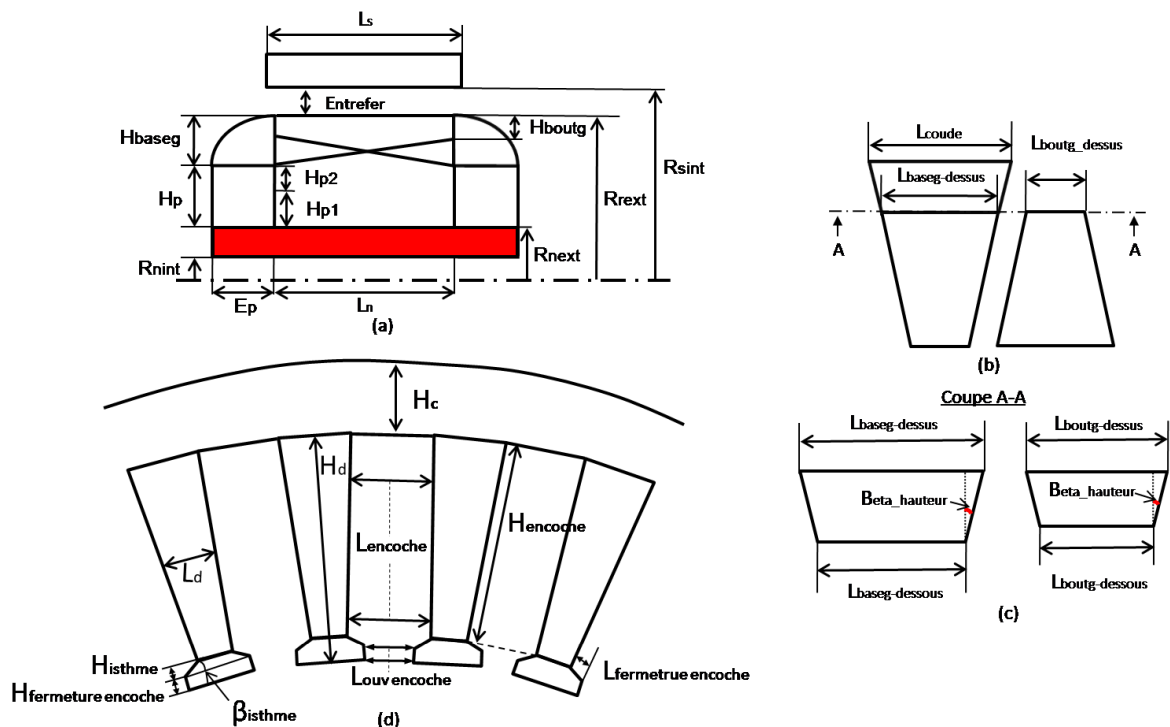


Figure 131 : Paramétrage du stator et du rotor avec un noyau encastré plein (en rouge)
(a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radiale du stator

Afin d'avoir une estimation quantitative des débits batteries en fonction du nombre de paires de pôles de la machine, un prédimensionnement a été réalisé pour chaque paire de pôles avec $p \in [4, 5, 6, 7, 8]$. On notera qu'un seul prédimensionnement aurait pu être réalisé en prenant "p" comme paramètre d'optimisation.

La Figure 132 et la Figure 134 présentent respectivement les débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min ($I_{ex} = 5 \text{ A}$) calculés avec le modèle reluctant et le modèle EF pour les alternateurs prédimensionnés en fonction du nombre de paires de pôles.

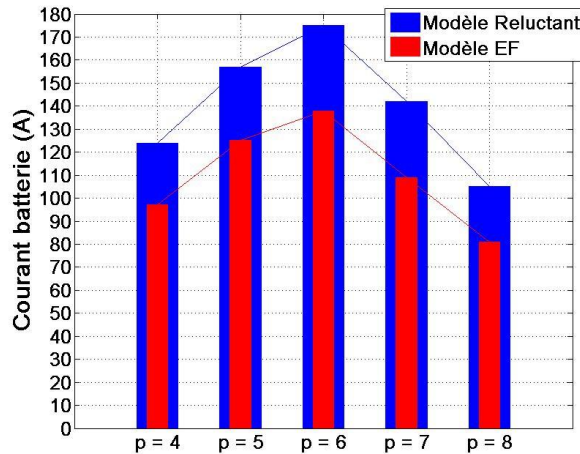


Figure 132 : Débits batterie à 1800 tr/min calculés avec le modèle reluctant et avec le modèle EF pour chaque prédimensionnement en fonction du nombre de paires de pôles

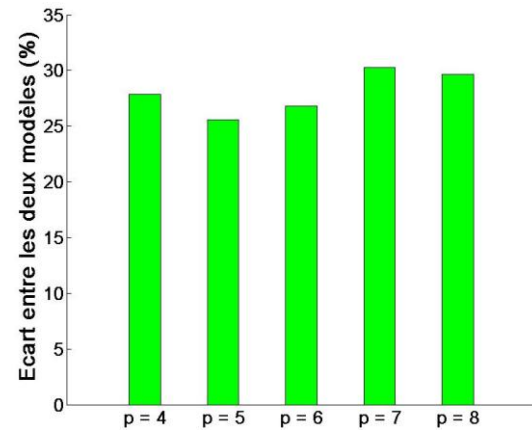


Figure 133 : Écart sur l'estimation des débits batterie calculés à 1800 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF en fonction du nombre de paires de pôles

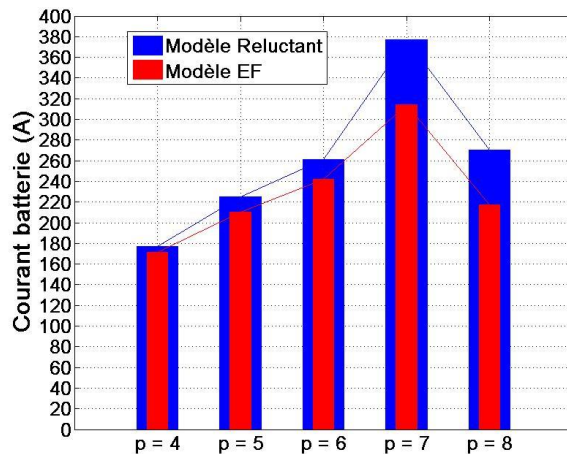


Figure 134 : Débits batterie à 6000 tr/min calculés avec le modèle reluctant et avec le modèle EF pour chaque prédimensionnement en fonction du nombre de paires de pôles

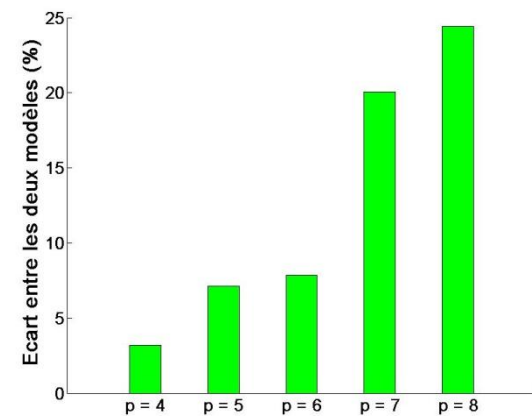


Figure 135 : Écart sur l'estimation des débits batterie calculés à 6000 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF en fonction du nombre de paires de pôles

L'erreur de calcul entre le modèle reluctant et le modèle EF est comprise à basse vitesse entre 20 % et 30 % (Figure 133) et à haute vitesse entre 3 % et 25 % (Figure 135). Même si l'erreur est supérieure à celle des prédimensionnement précédents, on considère qu'elle reste acceptable dans le cadre du prédimensionnement d'une machine 3D. Cette remarque est d'autant plus vraie que les tendances de dimensionnement en fonction du nombre de paires de pôles sont respectées à basse et à haute vitesses ce qui démontre une modélisation correcte de la physique malgré une précision laissant des

perspectives d'amélioration. On peut donc considérer que les prédimensionnement ont convergé correctement ce qui permet d'identifier le nombre optimal de paires de pôles: " $p = 6$ ".

Le Tableau 36 donne les valeurs précises des débits à basse et à haute vitesses ($I_{\text{ex}} = 5 \text{ A}$) calculés avec le modèle EF pour les prédimensionnement réalisés.

	Alternateur Prédimensionné avec un noyau Encastré en AFK502				
	$p = 4$	$p = 5$	$p = 6$	$p = 7$	$p = 8$
Débit 1800 tr/min	97 A	125 A	138 A	109 A	81 A
Débit 6000 tr/min	171,5 A	210 A	242 A	314 A	217 A

Tableau 36 : Débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min calculés avec le modèle EF pour les alternateurs prédimensionnés avec un noyau encastré en AFK502 en fonction du nombre de paires de pôles

Le prédimensionnement avec 6 paires de pôles se détache très nettement des autres prédimensionnement. Il présente le débit à basse vitesse le plus élevé et un débit à haute vitesse se rapprochant de celui de l'alternateur à aimants NdFeB. On notera également que pour ce prédimensionnement, les débits à basse vitesse et à haute vitesse sont supérieurs à ceux obtenus avec le dimensionnement du rotor seul (Tableau 33). Ce constat confirme l'importance d'effectuer un dimensionnement complet de l'alternateur.

Le nombre de paramètres, le nombre d'interactions entre ces paramètres et le caractère non linéaire du système rend l'analyse des résultats de prédimensionnements en fonction du nombre de paires de pôles délicate. En effet, il est difficile d'identifier des lois précises et simples notamment dans le cadre de prédimensionnements à ampères-tours rotor par pôle variable (Figure 136). Néanmoins, on peut observer des tendances (Figure 136, Figure 137, Figure 138, Figure 139, Figure 140 et Figure 141). Ces tendances sont en majorités imposées par la physique du système, mais elles peuvent être modifiées par certaines contraintes de dimensionnement (la largeur minimale en bas de dent par exemple). On trouvera en Annexe 2 les caractéristiques complètes de chaque prédimensionnement.

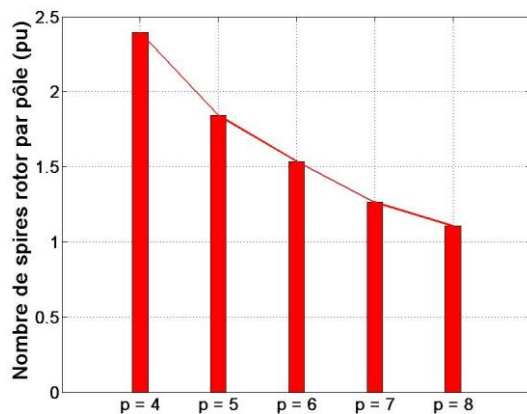


Figure 136 : Nombre de spires rotor par pôle en fonction du nombre de paires de pôles

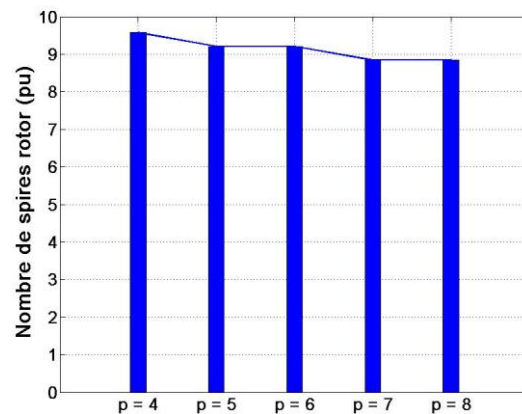


Figure 137 : Nombre de spires rotor en fonction du nombre de paires de pôles

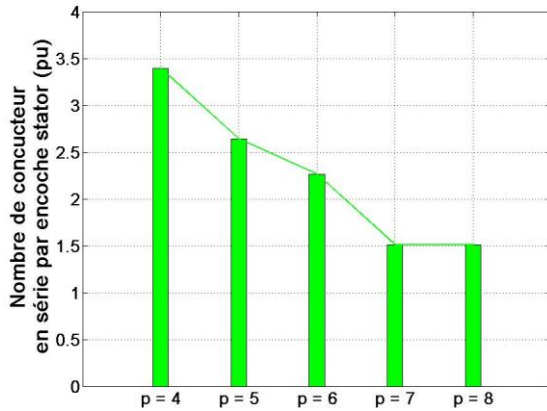


Figure 138 : Nombre de conducteurs en série par encoche en fonction du nombre de paires de pôles

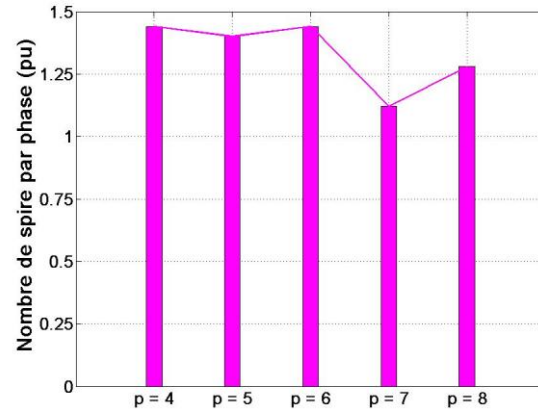


Figure 139 : Nombre de spires par phase en fonction du nombre de paires de pôles

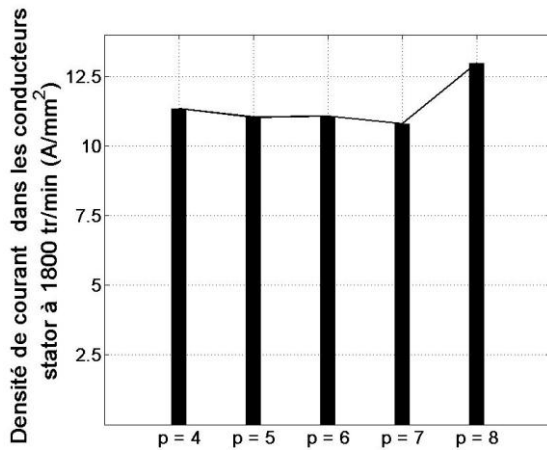


Figure 140 : Densité de courant dans les conducteurs stator à 1800 tr/min en fonction du nombre de paires de pôles

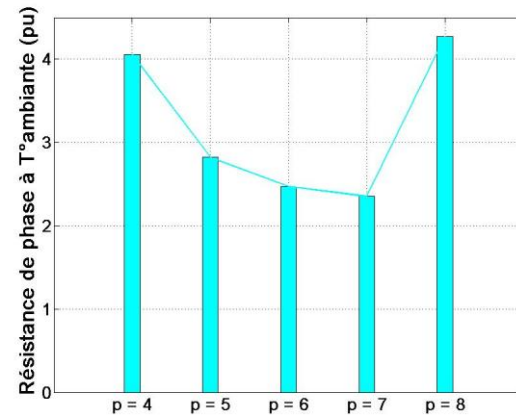


Figure 141 : Résistance de phase à température ambiante en fonction du nombre de paires de pôles

Quelque soit le nombre de paires de pôles, chaque prédimensionnement tend vers le meilleur compromis entre le nombre de paires de pôles, le nombre de spires par phase et le nombre de spires rotor afin de maximiser la FEM en charge à 1800 tr/min et de minimiser la résistance de phase.

Nous avons vu que le dimensionnement avec 6 paires de pôles permet d'obtenir les débits les plus élevés. Cela est dû au fait qu'il présente un nombre de spires rotor élevé (Figure 137) et le plus grand nombre de spires par phase (Figure 139) tout en conservant une faible résistance de phase (Figure 141).

Si l'on avait relâché la contrainte sur la largeur minimale de bas de dent ($L_{d\text{ bas}} > 0,115$ pu) d'environ 0,015 pu ($L_{d\text{ bas}} > 0,10$ pu), la solution avec 7 paires de pôles aurait été plus intéressante. En effet, avec $p = 7$, la contrainte sur $L_{d\text{ bas}}$, corrélée à la densité de courant maximale dans les conducteurs stators ($D_{\text{densité courant stator}} < 13,5$ A/mm²), limite le nombre de conducteurs en série par encoche (Figure 138) et donc le nombre de spires par phase (Figure 139).

Les prédimensionnement avec 4 et 5 paires de pôles ne permettent pas d'atteindre des débits intéressants. Leurs compromis respectifs entre la saturation du circuit magnétique, le nombre de spires

rotor, le nombre de spires stator par phase et la résistance stator les rendent moins favorables pour l'encombrement étudié.

Le prédimensionnement avec 8 paires de pôles est beaucoup trop contraint par la largeur minimale de bas de dent ce qui ne permet pas dans ce rayon extérieur de machine d'aboutir à un prédimensionnement intéressant.

Nous n'avons pas présenté dans le cadre de ce paragraphe l'analyse magnétique des différents prédimensionnements, car nous avons considéré qu'elle n'apportait pas d'information majeure. Cette analyse est présentée dans l'Annexe 2.

Le paragraphe suivant présente le dimensionnement réalisé avec le modèle éléments finis à partir du prédimensionnement avec 6 paires de pôles. Ce dimensionnement devrait permettre dévaluer le potentiel maximal en gain batterie apporté par l'utilisation d'un noyau encastré en FeCo.

V.2.2 Dimensionnement

À partir du prédimensionnement avec 6 paires de pôles, un dimensionnement a été réalisé avec le modèle éléments finis. On rappelle que la précision du modèle EF permet de dimensionner la longueur d'encastrement (Figure 142). La fonction objectif ainsi que les contraintes d'optimisation sont similaires à celles du prédimensionnement précédent (maximiser le courant à 1800 tr/min...), mais afin de rester dans des temps de calcul acceptables, le nombre de paramètres à optimiser est réduit en s'appuyant sur une étude de sensibilité.

V.2.2.1 Choix des paramètres d'optimisation

Dans le cadre des prédimensionnement précédents, on rappelle que nous avons 14 paramètres d'optimisation avec 10 paramètres pour le rotor et 4 pour le stator. Afin de rester dans des temps de calcul d'environ 7 jours, nous nous limiterons à 5 paramètres d'optimisation. Par rapport aux dimensionnements de l'étude précédente (3 paramètres), on augmente les degrés de liberté d'optimisation de façon non négligeable. Comme dans le Chapitre IV, nous nous appuyons sur une étude de sensibilité réalisée avec le modèle reluctant pour effectuer le choix des paramètres à optimiser.

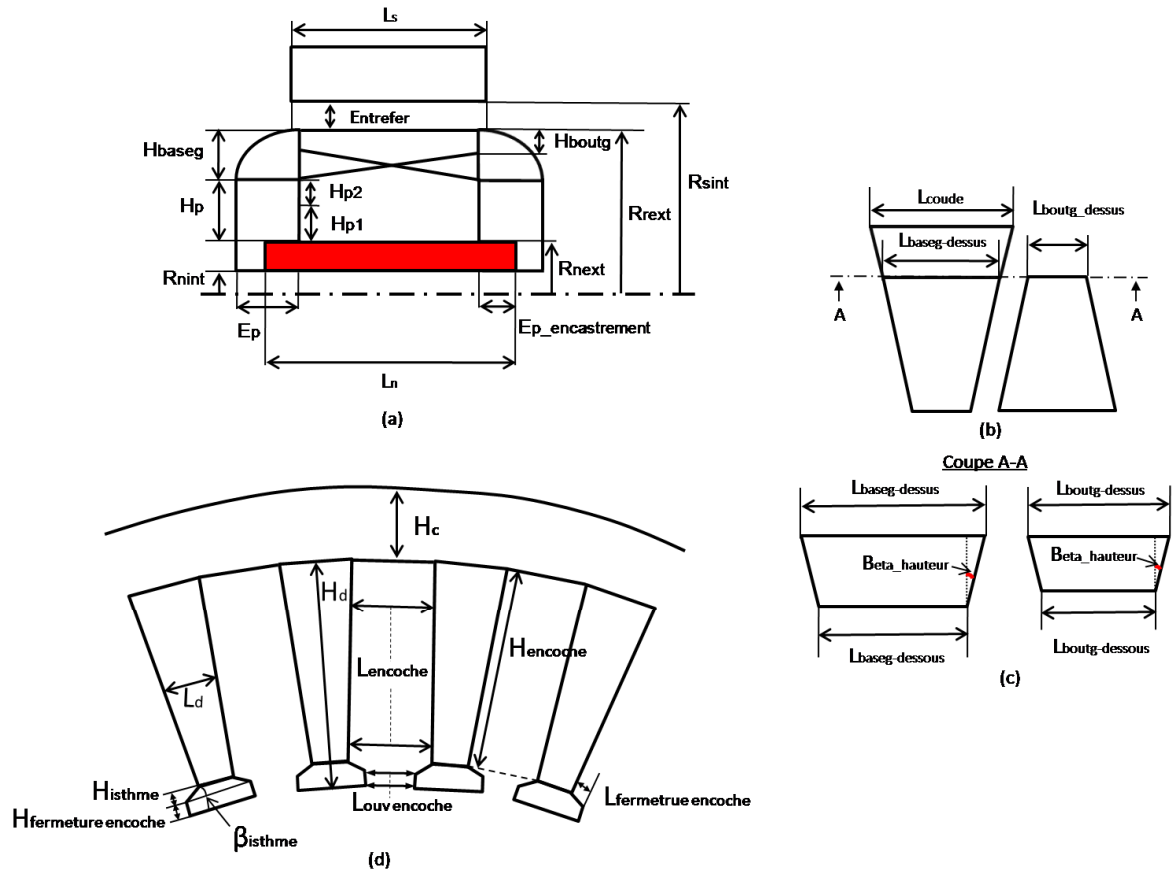


Figure 142 : Paramétrage du stator et du rotor avec un noyau encastré (en rouge)
 (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radiale du stator

Paramètres	Sensibilités	Paramètres	Sensibilités	Paramètres	Sensibilités
R_{next}	5,335	L_{coude}	6,207	H_c	0,1676
H_{p1}	0,064	$E_{entrefer}$	1,085	L_s	1,733
H_{baseg}	4,227	$Nb_{cond \text{ rotor/couche}}$	0,313	$D_{cond \text{ stator}}$	2,146
H_{boutg}	0,056	$Nb_{couche \text{ cond rotor}}$	5,908	$D_{cond \text{ rotor}}$	2,968
$L_{boutg \text{ dessus}}$	0,141	$Nb_{couche \text{ cond stator}}$	3,713		

Tableau 37 : Résultats de l'étude de sensibilité sur les paramètres géométriques et électriques du rotor et du stator pour le dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502

Classement des paramètres en fonction de leur sensibilité
$L_{coude} > Nb_{couche \text{ cond rotor}} > R_{next} > H_{baseg} > Nb_{couche \text{ cond stator}} > D_{cond \text{ rotor}} > D_{cond \text{ stator}}$
$D_{cond \text{ stator}} > L_s > E_{entrefer} > Nb_{cond \text{ rotor/couche}} > H_c > L_{boutg \text{ dessus}} > H_{p1} > H_{boutg}$

Tableau 38 : Classement des paramètres géométriques et électriques du rotor et du stator en fonction de leur sensibilité pour le dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502

Le classement des paramètres en fonction de leur sensibilité est un bon indicateur pour le choix des paramètres à optimiser. Cependant, ce choix s'appuie également sur notre expertise, c'est pour cela que nous ne sélectionnerons pas les 5 paramètres en tête de liste.

Typiquement, la largeur du coude (L_{coude}) est un paramètre très sensible, mais notre expertise nous dit qu'en optimisation, cette grandeur a toujours convergé vers sa valeur maximum. Même si ce paramètre est très sensible, il ne sera pas optimisé. Il en va de même pour la longueur du paquet de tôles stator (L_s), pour l'entrefer (E_{ntrefer}) et pour la hauteur de la culasse (H_c) qui convergent soit vers leur valeur minimum soit vers leur valeur maximum.

Malgré une sensibilité élevée, le nombre de couches de conducteur rotor ($Nb_{\text{couche cond rotor}}$) n'a pas été choisi comme paramètre d'optimisation. En effet, le fait que les contraintes de bobinage rotor ne permettent pas d'envisager beaucoup de degrés de liberté avec une augmentation par palier de 2 (1 couche de conducteur allé et 1 couche de conducteur retour) nous a poussé à fixer ce paramètre.

Le rayon extérieur du noyau (R_{next}), la hauteur de base des griffes (H_{baseg}) et le nombre de couches de conducteurs stator ($Nb_{\text{couche cond stator}}$) ont une sensibilité forte ce qui est en accord avec notre expertise, ils seront donc optimisés. On notera que H_{baseg} peut être exprimé en fonction des autres paramètres radiaux.

Les diamètres des conducteurs stator ($D_{\text{cond stator}}$) et rotor ($D_{\text{cond rotor}}$) sont également très sensibles. Cependant, leur optimisation est liée à beaucoup de contraintes (thermiques, spécifications des diamètres réels, largeur de dent...) limitant les possibilités de dimensionnement. Sachant que leur prédimensionnement garantit les contraintes géométriques et assure une marge acceptable sur la thermique pour un éventuel gain en débit batterie ou encore une légère augmentation du nombre de spires rotor, nous avons choisi de fixer ces paramètres.

On rappelle que la longueur d'encastrement ($E_{\text{p encastrement}}$) n'apparaît pas dans l'étude de sensibilité, car elle n'est pas modélisée dans le modèle reluctant, mais son dimensionnement est obligatoire.

Les deux derniers paramètres d'optimisation sont le nombre de conducteurs rotor par couche ($Nb_{\text{cond rotor/couche}}$) et la longueur de bout de griffe ($L_{\text{boutg dessus}}$).

Les 5 paramètres que nous avons considéré sont rappelés dans le Tableau 39 et leurs plages de variation sont données dans l'Annexe 2.

Paramètres optimisés au rotor et au stator		
Rotor		Stator
R_{next}	$L_{\text{boutg dessus}}$	$Nb_{\text{couche cond stator}}$
$Nb_{\text{cond rotor/couche}}$	$E_{\text{p encastrement}}$	

Tableau 39 : Paramètres à optimiser au rotor et au stator pour le dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502

V.2.2.2 Résultats de dimensionnement

On rappelle que les optimisations EF sont réalisées avec la méthode des plans d'expériences. La réalisation du plan d'expérience permet d'identifier une fonction analytique dite substitue qui décrit la surface de réponse du problème d'optimisation. L'optimisation est ensuite effectuée avec la fonction substitue.

La fonction substitue permet également de visualiser le débit batterie en fonction de chaque paramètre d'optimisation pour l'alternateur dimensionné (noté Ref, Figure 143 - Figure 147).

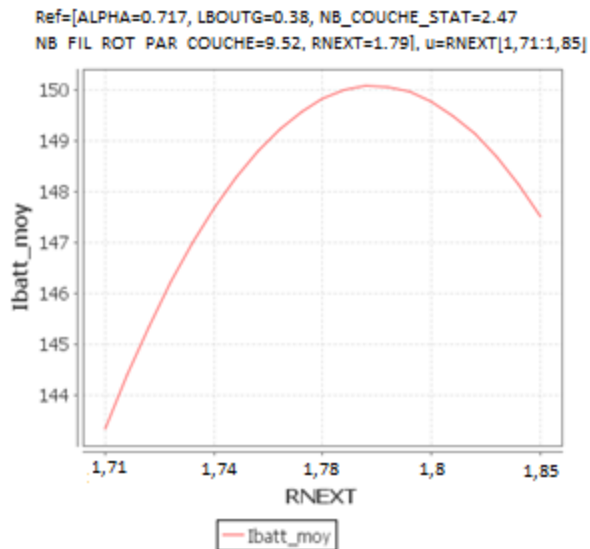


Figure 143 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du rayon extérieur du noyau de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502

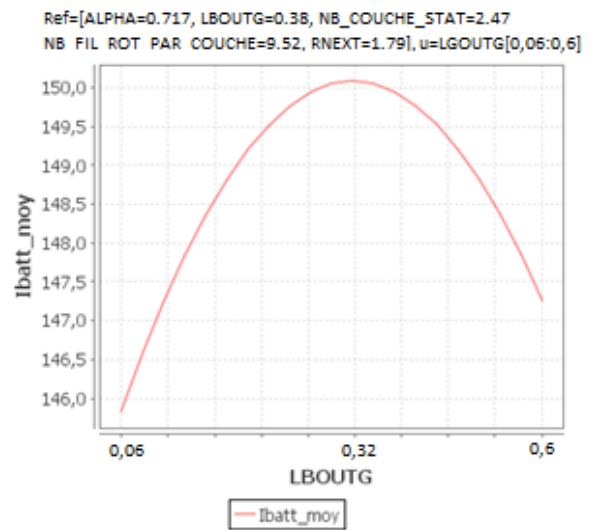


Figure 144 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction de la longueur de bout de griffe de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502

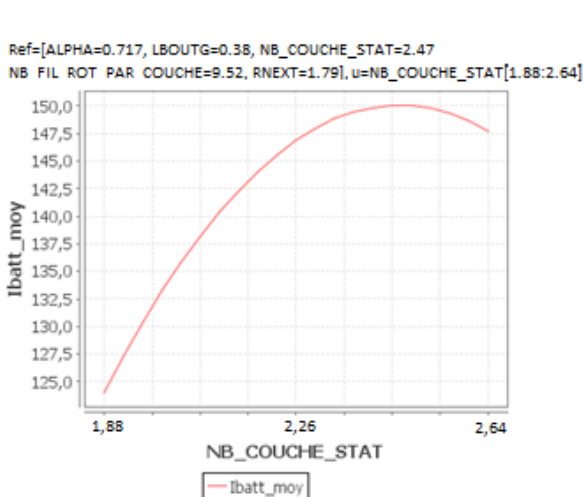


Figure 145 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du nombre de couches de conducteurs stator de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502

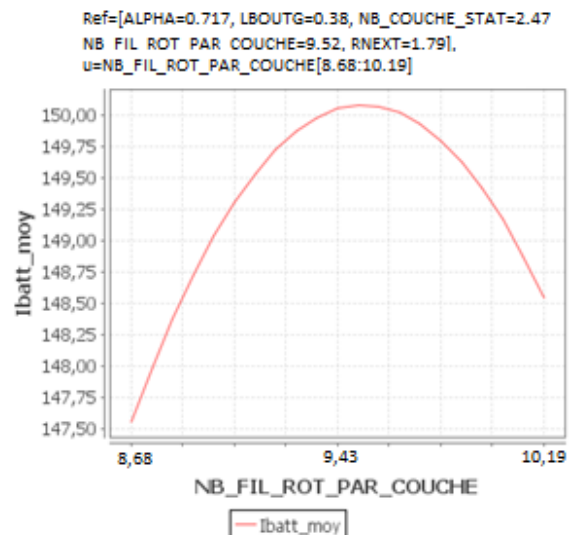


Figure 146 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du nombre de conducteurs par couche au rotor de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502

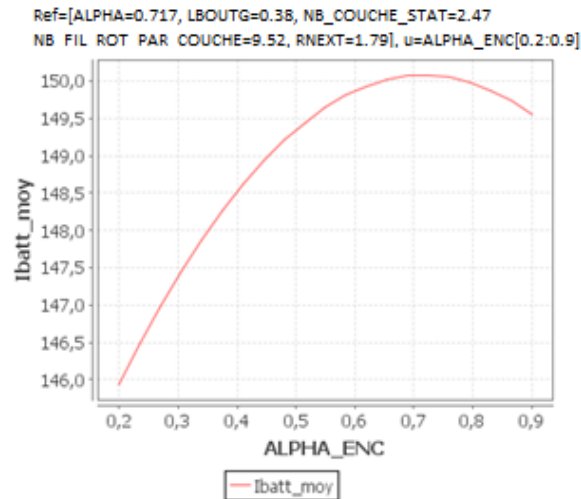


Figure 147 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du coefficient de pondération de la longueur d'encastrement de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502

Les courbes de débit batterie en fonction des différents paramètres d'optimisation présentent toutes un maximum compris dans leur plage de variation ce qui confirme le bon choix de ces dernières.

Le nombre de couches stator étant en réalité un paramètre discret [5-6-7], on remarque que le débit batterie en fonction du nombre de couches stator présente deux optima équivalents, $Nb_{\text{couche cond stator}} = 6$ et $Nb_{\text{couche cond stator}} = 7$. Nous avons choisi $Nb_{\text{couche cond stator}} = 6$ afin d'avoir une plus petite résistance de phase ce qui permet de réduire les pertes Joule et l'échauffement en supposant que le coefficient du flux thermique varie peu entre les deux bobinages.

Le Tableau 40 présente les débits batterie calculés avec le modèle EF à 1800 tr/min et à 6000 tr/min ($I_{\text{ex}} = 5 \text{ A}$) pour les alternateurs à aimants, l'alternateur initial et les alternateurs dimensionnés avec un noyau encastré en AFK502 dans le cas de l'optimisation du rotor et celui de l'optimisation complète de la machine en considérant également le nombre de paires de pôles.

	Alternateur à aimant		Alternateur Initial	Alternateur Dimensionné Noyau Encastré en AFK502	
	Ferrites	NdFeB		Optimisation du rotor	Optimisation complète
Débits 1800 tr/min	138 A	160 A	117,5 A	135 A	146 A
Débits 6000 tr/min	209 A	260 A	188,5 A	211 A	249,5 A

Tableau 40 : Débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour les alternateurs avec aimant, l'alternateur initial et les alternateurs dimensionnés avec un noyau encastré en AFK502 avec une optimisation du rotor et une optimisation complète

Le "dimensionnement complet" de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502 a permis d'augmenter le débit à basse vitesse de +8 % par rapport au "dimensionnement du rotor" et de +24 % par rapport à l'alternateur initial. Là encore, ces résultats confirment l'importance d'effectuer un dimensionnement complet de l'alternateur.

Toujours à basse vitesse, le "dimensionnement complet" de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502 présente un débit de +6 % par rapport à l'alternateur à aimants Ferrites. Le débit batterie de l'alternateur à aimants NdFeB ne paraît plus si inaccessible avec -9 %.

À haute vitesse, le "dimensionnement complet" de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502 est proche de celui de l'alternateur à aimants en NdFeB avec -4 %.

Le Tableau 41 présente les valeurs des paramètres obtenus pour l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502, pour l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK502 et pour l'alternateur initial.

Paramètres	Alternateur Dimensionné	Alternateur Prédimensionné	Alternateur Initial
	Noyau Encastré en AFK502	Noyau Encastré en AFK502	Noyau Classique en SAE1005
R_{next} (pu)	1,79	1,77	1,94
E_p encastrement (pu)	0,72	1,1 (Plein)	
L_{boutg} dessus (pu)	0,38	0,2	0,39
Nb_{couche} cond stator (pu)	2,26	2,26	6,64
Nb_{cond} rotor/couche (pu)	9,43	9,43	10,57
M_{asse} noyau (kg)	0,85	0,98	0,59
M_{asse} roues polaire(kg)	1,65	1,49	1,86

Tableau 41 : Valeurs des paramètres optimisés en dimensionnement pour l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502, pour l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK502 et pour l'alternateur initial

Par rapport aux résultats du prédimensionnement, l'alternateur dimensionné a un rayon extérieur de noyau légèrement plus grand, une longueur d'encastrement inférieure et une longueur de bout de griffes légèrement plus grande. Le nombre de conducteurs rotor par couche et le nombre de couches de conducteurs stators sont identiques ce qui confirme la bonne convergence en prédimensionnement du modèle reluctant.

La masse du noyau dimensionné est inférieure à celle du noyau prédimensionné suite à la réduction de la longueur d'encastrement qui compense largement l'augmentation du rayon extérieur. En contrepartie, la masse des roues polaires a augmenté.

On notera que le volume du noyau dimensionné représente 34 % du volume du rotor dimensionné et que l'AFK18 contient environ 3 fois moins de cobalt que l'AFK502. En terme de pourcentage volumique de Cobalt au rotor, un rotor entièrement en AFK18 serait à peu près équivalent à un noyau en AFK502.

La Figure 148 et la Figure 149 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du noyau et des roues polaires résultant du dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502.

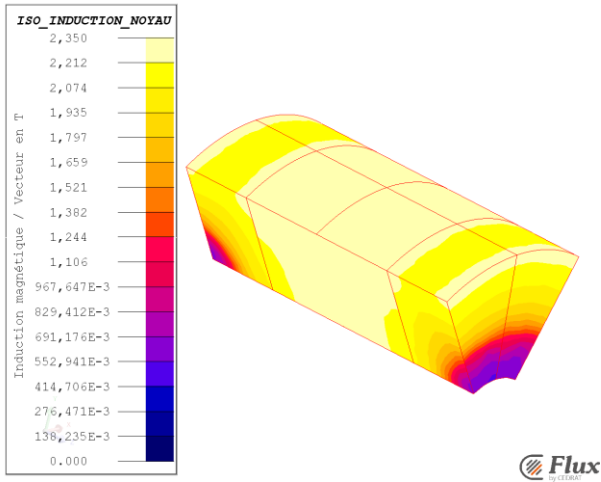


Figure 148 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502

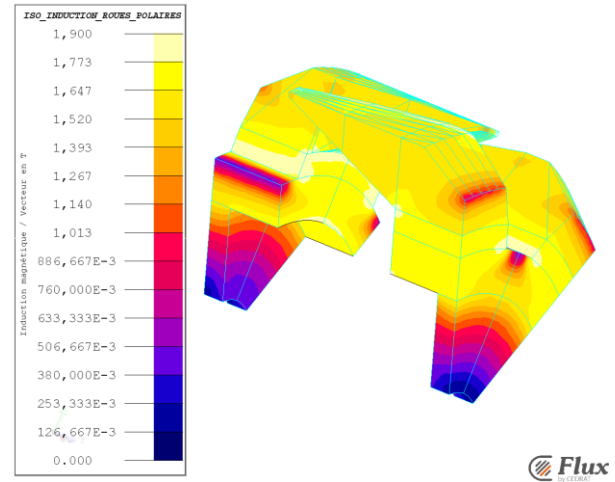


Figure 149 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur dimensionné complètement avec un noyau encastré en AFK502

L'induction moyenne dans les griffes est comprise entre 1,5 T et 1,7 T et l'induction moyenne dans les plateaux est légèrement plus élevée avec un maximum de 1,85 T. La saturation locale au niveau de la jonction noyau-plateau a quasiment disparu avec des niveaux d'induction maximale proches de 1,8 T. Il est probable qu'une largeur de coude et une ouverture angulaire du plateau 2 légèrement plus grandes seraient favorables au passage d'un flux plus important si la jonction noyau-plateau le tolère.

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau en AFK502 se situe vers 2,25 T. Comme nous l'avons constaté lors de l'étude précédente, la géométrie de noyau encastré est favorable à l'utilisation de FeCo, mais elle ne permet pas d'exploiter au maximum les niveaux d'induction à saturation de l'AFK502 (2,35 T) tout en réduisant convenablement les saturations locales de la jonction noyau-plateau (Figure150).

Le dimensionnement a permis d'augmenter très nettement les débits batteries par rapport au prédimensionnement en adaptant finement la surface de la jonction noyau-plateau et la longueur du bout des griffes.

V.2.3 Bilan sur le dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502

Nous avons vu dans ce paragraphe le dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502. On entend par dimensionnement complet, l'optimisation du rotor et du stator incluant l'influence du nombre de paires de pôles optimal.

Dans un premier temps, des prédimensionnements ont été réalisés avec le modèle reluctant de l'alternateur ce qui a permis d'évaluer l'influence du nombre de paires de pôles dans une durée relativement courte. Les résultats de cette étude ont montré que le nombre de paires de pôles de l'alternateur initial (6 paires de pôles) est le plus favorable en terme de débits à basse vitesse. Nous

avons également constaté que l'optimisation complète de la machine permettait en prédimensionnement d'obtenir un alternateur plus performant que celui obtenu en optimisant le rotor seul. Il était indispensable de tenir compte de tous les paramètres de l'alternateur pour évaluer le potentiel de gain réel apporté par l'utilisation d'un noyau en FeCo.

Dans un second temps, un dimensionnement a été réalisé avec le modèle EF. Une étude de sensibilité a permis d'effectuer un choix objectif quant aux paramètres à optimiser. Le dimensionnement a confirmé que les bobinages rotor et stator prédimensionnés sont optimaux ce qui montre la pertinence du modèle reluctant.

Les résultats de dimensionnement ont montré qu'à basse vitesse, le gain en débit batterie est de +24 % par rapport à l'alternateur initial, de +6 % par rapport à l'alternateur à aimants Ferrites et de -9 % par rapport à l'alternateur à aimants NdFeB. À haute vitesse, nous avons un débit batterie proche de celui de l'alternateur à aimants en NdFeB avec -4 %.

Ici, l'utilisation seul d'un noyau en FeCo n'a pas permis de dimensionner un alternateur sans aimant présentant les mêmes performances qu'un alternateur à aimant NdFeB. Ce constat est à nuancer car comme nous l'avons dit, si l'on relâche légèrement les contraintes stator, le prédimensionnement avec 7 paires de pôles est alors à privilégier. En effet, étant donné le débit batterie à haute vitesse (314 A), on réalise bien qu'en augmentant le nombre de spires stator par phase, on va très nettement augmenter le débit batterie à basse vitesse tout en conservant des débits à hautes vitesses suffisamment importants.

Une autre solution technique pourrait également être envisagée afin d'égaliser les performances d'un alternateur à aimants NdFeB. Elle consisterait à utiliser un noyau en FeCo et des aimants Ferrites entre les griffes de l'alternateur.

Nous avons constaté à plusieurs reprises, lors des différentes analyses magnétiques, que des saturations au niveau de la jonction noyau-plateau limitaient le flux et donc le débit batterie et cela quelque soit le FeCo utilisé. L'utilisation de géométries de noyau adaptées a bien sûr permis de réduire fortement ces saturations mais des limitations restent néanmoins présentes. L'utilisation d'aimants Ferrites permettraient de réduire encore ces saturations et ainsi de profiter pleinement des propriétés magnétiques des FeCo. De plus, comme nous avons pu l'évoquer au Chapitre I, l'utilisation d'aimants permet de réduire le flux de fuites entre griffes tout en renforçant le flux inducteur. On comprend alors que l'utilisation d'aimant Ferrites est sans aucun doute très favorable à l'utilisation de noyau en FeCo. Il serait très intéressant de redimensionner des alternateurs à aimants Ferrites avec des noyaux encastrés pour les différents FeCo afin de réévaluer leur potentiel respectif.

On notera que la démarche présentée dans cette thèse (prédimensionnement avec un modèle reluctant et dimensionnement avec un modèle EF) peut être appliquée aussi efficacement avec un alternateur à aimants. Cependant, par manque de temps, le développement du modèle reluctant et EF pour cet alternateur n'ont pas pu être achevés pour réaliser ces dimensionnements.

Une autre solution sans doute moins avantageuse d'un point de vue économique consiste à utiliser un rotor entièrement en FeCo. Comme nous l'avons dit, le pourcentage volumique de Cobalt au rotor est à peu près équivalent entre un rotor entièrement en AFK18 et un rotor en SAE1005 avec un noyau encastré en AFK502. En se basant sur la masse de cobalt utilisée, on peut considérer que ces deux solutions ont un coût presque équivalent.

L'optimisation d'un alternateur avec un rotor en AFK18 fait l'objet du paragraphe suivant qui présente également le prédimensionnement avec des rotors en AFK1 et en AFK502 à titre d'information.

V.3 Étude sur le dimensionnement de l'alternateur avec des rotors en FeCo

Cette étude présente les dimensionnements d'alternateurs avec des rotors en FeCo (optimisation du rotor et du stator avec 6 paires de pôles). L'objectif de ces dimensionnements est d'avoir un ordre de grandeur sur le potentiel de gain en débit batterie apporté par l'utilisation de rotor en FeCo et plus particulièrement avec un rotor en AFK18.

Cette étude comprend trois parties avec tout d'abord le prédimensionnement des alternateurs pour les différents FeCo au rotor (AFK18, AFK1 et AFK502). Ensuite, nous verrons le dimensionnement de l'alternateur avec un rotor en AFK18. Pour finir, un bilan permet de conclure sur cette solution technique.

V.3.1 Prédimensionnement

Les prédimensionnement suivants correspondent à l'optimisation du rotor et du stator avec différents FeCo au rotor. La Figure150 rappelle les courbes de première aimantation des différents FeCo et du SAE1005.

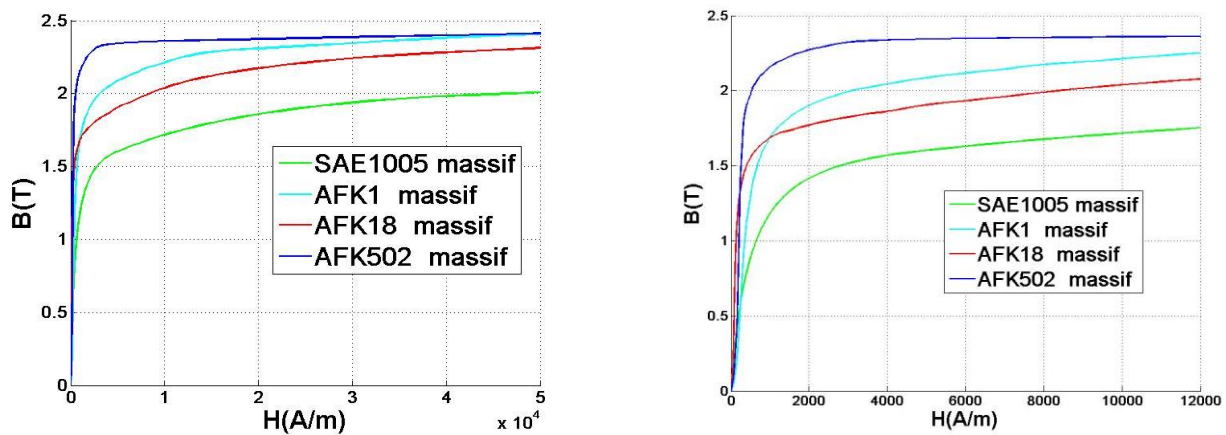


Figure150 : Courbes de première aimantation des matériaux magnétiques au rotor

L'optimisation est réalisée sur 14 paramètres avec 10 paramètres pour le rotor et 4 pour le stator (Tableau 42). Le nombre de paires de pôles est fixé à $p = 6$.

Paramètres d'optimisation				
Rotor			Stator	
R_{next}	$E_{entrefer}$	$L_{boutg\ dessus}$	H_c	
H_{p1}	L_{coude}	$D_{cond\ rotor}$	$Nb_{couche\ cond\ stator}$	
H_{baseg}	$Nb_{cond\ rotor/couche}$		L_s	
H_{boutg}	$Nb_{couche\ cond\ rotor}$		$D_{cond\ stator}$	

Tableau 42 : Paramètres d'optimisation du rotor et du stator pour les prédimensionnement avec un rotor en FeCo

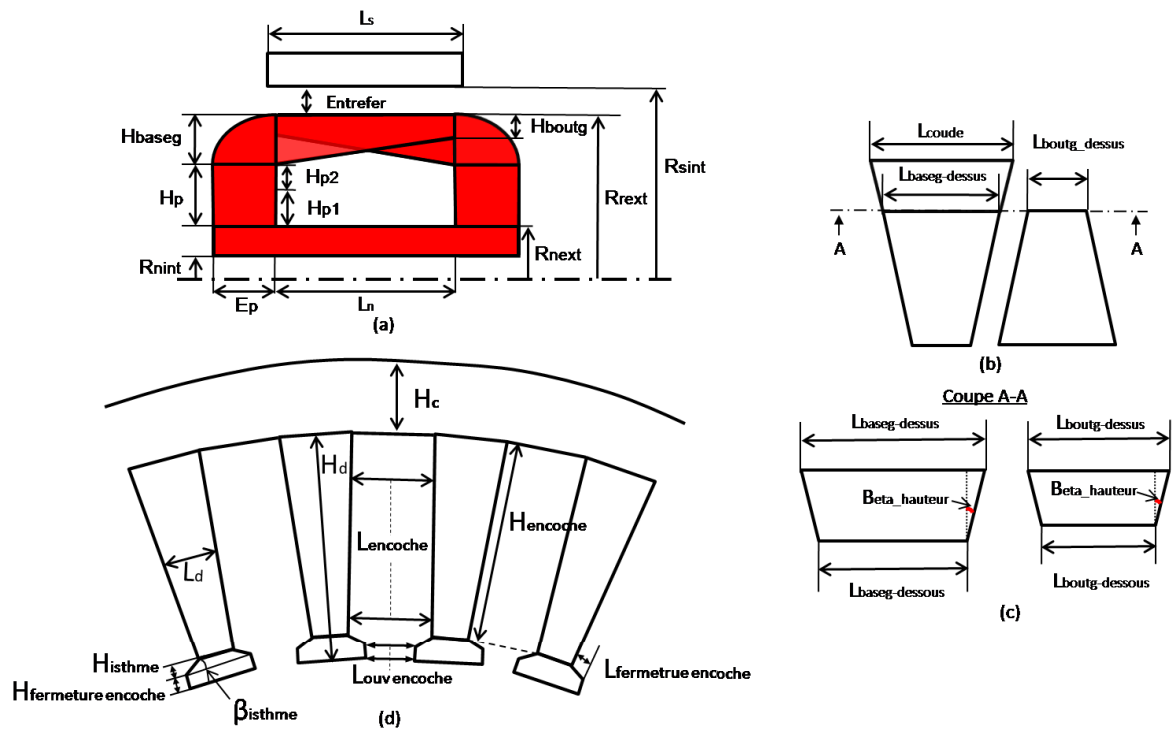


Figure 151 : Paramétrage du stator et du rotor (en rouge) (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radiale du stator

La fonction objectif ainsi que les contraintes d'optimisation sont identiques à celles présentées au paragraphe précédent (maximiser le courant à 1800 tr/min...).

Tous prédimensionnements faits, les débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min ($I_{ex} = 5 \text{ A}$) ont été calculés avec le modèle reluctant et le modèle EF (Figure 152 - Figure 154).

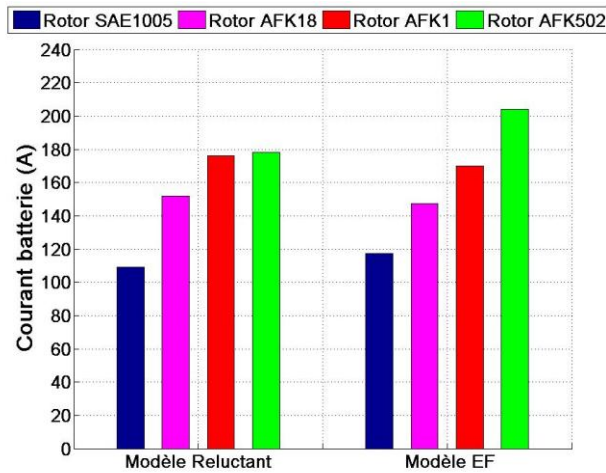


Figure 152 : Débit batterie à 1800 tr/min calculé avec le modèle reluctant et avec le modèle éléments finis (EF) pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au rotor

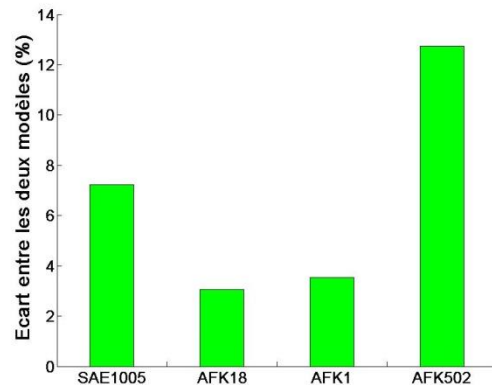


Figure 153 : Écart sur l'estimation des débits batterie calculés à 1800 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au rotor

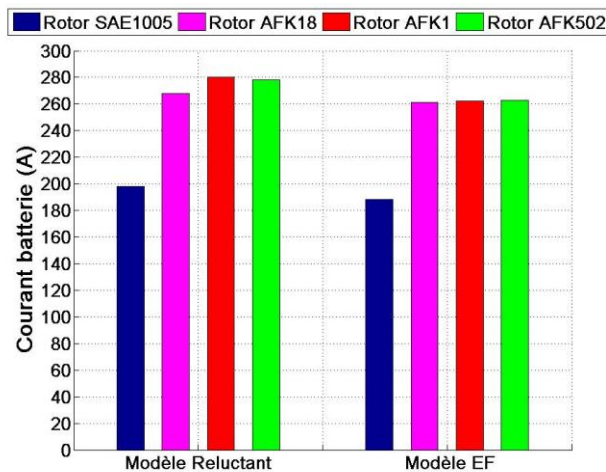


Figure 154 : Débit batterie à 6000 tr/min calculé avec le modèle reluctant et avec le modèle éléments finis (EF) pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au rotor

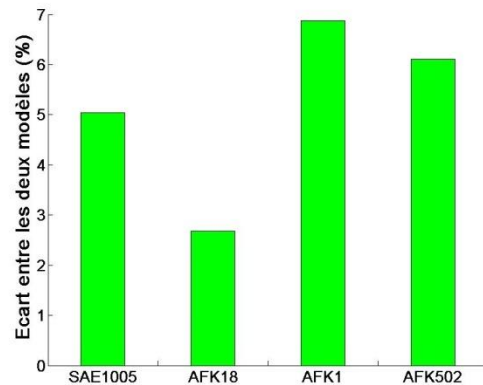


Figure 155 : Écart sur l'estimation des débits batterie calculés à 6000 tr/min avec le modèle reluctant et le modèle EF pour chaque prédimensionnement en fonction du FeCo au rotor

L'erreur de calcul entre le modèle reluctant et le modèle EF est comprise à basse vitesse entre 3 % et 15 % (Figure 153) et à haute vitesse entre 3 % et 10 % (Figure 155). Dans le cadre d'un prédimensionnement, l'erreur est acceptable.

Le Tableau 43 donne les résultats des débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min ($I_{ex} = 5 \text{ A}$) calculés avec le modèle EF en fonction du FeCo utilisé au rotor.

	Alternateur Initial	Alternateur Prédimensionné		
	Rotor en SAE1005	Rotor en AFK18	Rotor en AFK1	Rotor en AFK502
Débit 1800 tr/min	117,5 A	147,5 A	170 A	204 A
Débit 6000 tr/min	188,5 A	261 A	262 A	262 A

Tableau 43 : Débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour l'alternateur initial et les alternateurs prédimensionnés avec des rotors en FeCo

Plus le FeCo utilisé au rotor est noble, plus les débits batterie à basse vitesse sont élevés. On observe un gain en débit batterie par rapport à l'alternateur initial de +26 % pour un rotor en AFK18, de +44 % pour un rotor en AFK1 et de +73 % pour un rotor en AFK502. On rappelle que les gains en débit batterie à basse vitesse de l'alternateur avec aimants ferrite et de l'alternateur avec aimants NdFeB par rapport à l'alternateur initial sont respectivement de +17 % et de +36 %.

Les prédimensionnements avec un rotor en AFK1 et en AFK502 permettent de dépasser les débits des machines à aimants à basse et à haute vitesses. Le prédimensionnement avec un rotor en AFK18 permet de se rapprocher sensiblement des débits batterie de l'alternateur à aimants NdFeB (-8 % à basse vitesse et +0 % à haute vitesse).

Les bobinages stator prédimensionnés sont identiques quelque soit le FeCo utilisé. Cette similitude est induite par les contraintes de dimensionnement stator (largeur de bas de dent minimale et densité de courant dans les conducteurs statormaximale).

Les bobinages rotors pour l'AFK18 et l'AFK1 sont également identiques et là encore, imposé par les contraintes de dimensionnement rotor. Le bobinage rotor pour l'AFK502 est assez inattendu, car il préconise un plus petit nombre de spires. Cela est dû aux contraintes de dimensionnement stator qui pour ne pas dépasser la densité de courant maximale imposent de réduire le nombre de spires rotor afin de limiter le débit batterie.

Malgré un nombre d'ampère-tour rotor inférieur, l'AFK502 permet d'obtenir un flux inducteur plus grand ce qui démontre très clairement l'avantage d'utiliser des matériaux magnétiques doux présentant des perméabilités élevées pour des valeurs d'inductions proches de la saturation (Figure 150).

Les caractéristiques complètes de chaque prédimensionnement sont données en Annexe 2.

Le Tableau 44 présente les masses volumiques des différents matériaux magnétiques doux utilisés au rotor ainsi que les masses des différents rotors prédimensionnés.

	Alternateur initial	Alternateur Prédimensionné		
	Rotor en SAE1005	Rotor en AFK18	Rotor en AFK1	Rotor en AFK502
Masse volumique matériau (kg/mm ³)	7850	7900	8000	8100
Masse noyau + roues polaires (kg)	2,45	2,48	2,5	2,6

Tableau 44 : Masse des rotors pour l'alternateur initial et les alternateurs prédimensionnés avec les rotors en FeCo (AFK1, AFK18 et AFK502)

D'une façon générale, le poids des rotors en FeCo est légèrement supérieur à celui du rotor initial et il varie peu en fonction du FeCo utilisé.

La Figure 156 et la Figure 157 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du rotor et du stator de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK18.

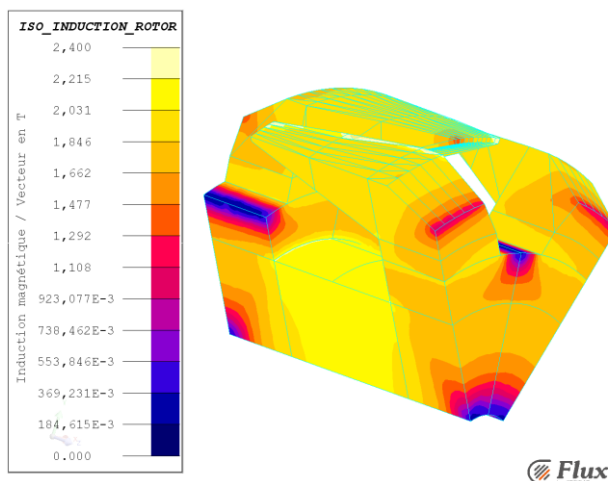


Figure 156 : Iso-induction à 1800 tr/min du rotor de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK18

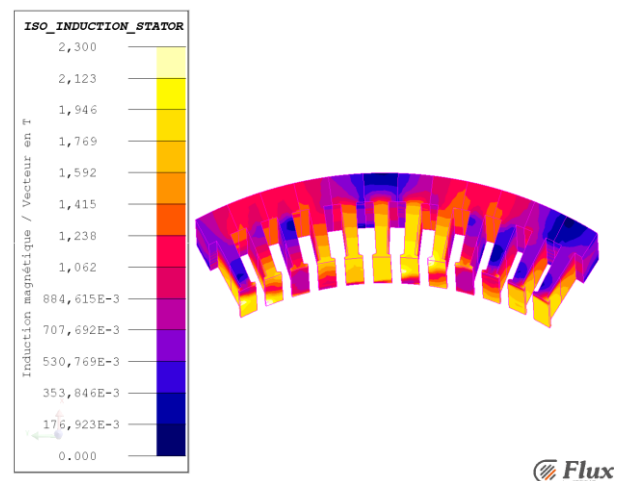


Figure 157 : Iso-induction à 1800 tr/min du stator de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK18

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau vaut environ 2,1 T. L'induction dans les plateaux est comprise entre 1,7 T et 1,9 T. L'induction moyenne dans les griffes est comprise entre 1,7 T et 1,95 T. Les niveaux d'induction au rotor sont cohérents avec le prédimensionnement utilisant l'AFK18. Il est probable que le dimensionnement rééquilibre les niveaux d'induction entre les griffes et le noyau en augmentant le rayon extérieur du noyau et en diminuant la hauteur de base de la griffe.

L'induction dans les dents stators en vis-à-vis des griffes rotors est comprise entre 1,3 T et 2 T avec des zones très ponctuelles allant jusqu'à 2,3 T. L'induction dans la culasse ne dépasse pas 1,4 T. Les niveaux d'induction au stator sont élevés dans la partie des dents en vis-à-vis des griffes ce qui n'est pas surprenant pour le débit batterie calculé. La culasse est contrainte à être surdimensionnée magnétiquement afin de pouvoir assurer le maintien mécanique des têtes de bobines.

La Figure 158 et la Figure 159 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du rotor et du stator de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK1.

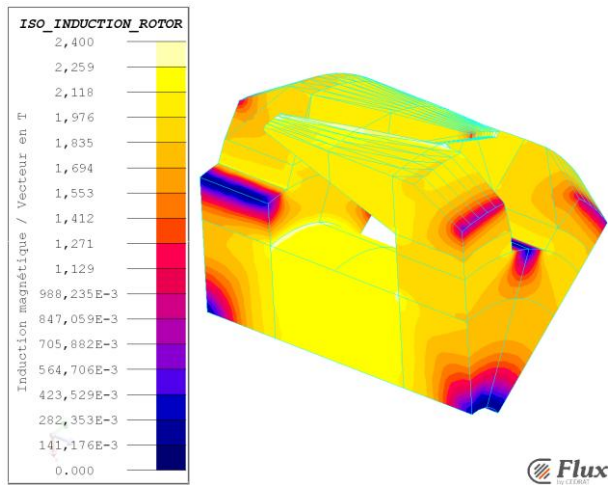


Figure 158 : Iso-induction à 1800 tr/min du rotor de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK1

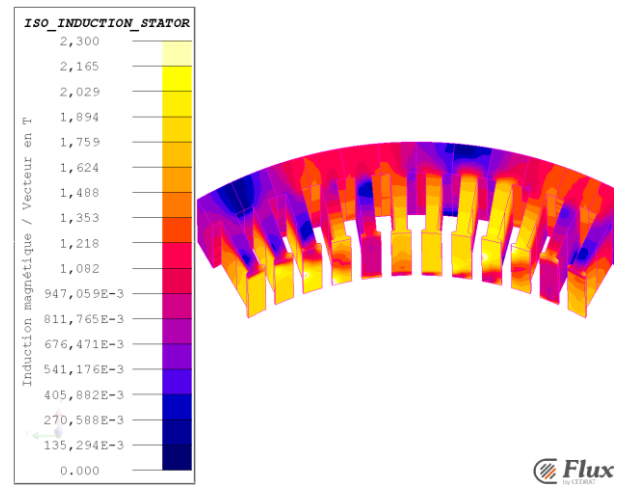


Figure 159 : Iso-induction à 1800 tr/min du stator de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK1

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau se situe à environ 2,15 T. L'induction dans les plateaux est comprise entre 1,7 T et 2,1 T. L'induction moyenne dans les griffes est comprise entre 2 T et 2,15 T.

Les niveaux d'induction au rotor sont légèrement supérieurs à ceux observés pour le dimensionnement avec le rotor en AFK18 ce qui est cohérent avec l'utilisation de l'AFK1.

L'induction dans les dents stators en vis-à-vis des griffes rotors est comprise entre 1,4 T et 2,1 T avec des zones très ponctuelles allant jusqu'à 2,3 T. L'induction dans la culasse ne dépasse pas 1,4 T.

La Figure 160 et la Figure 161 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du rotor et du stator de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK502.

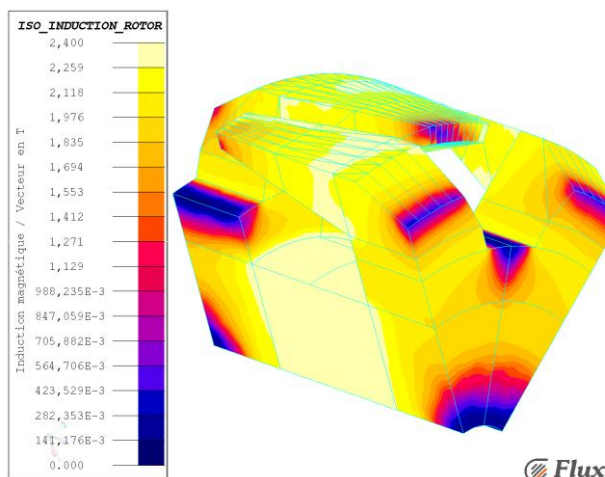


Figure 160 : Iso-induction à 1800 tr/min du rotor de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK502

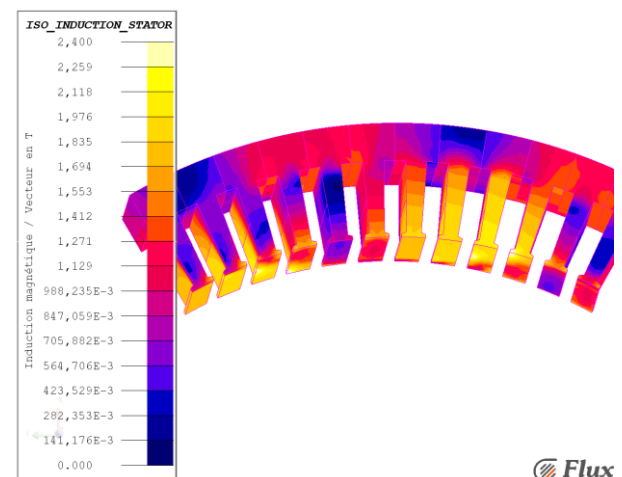


Figure 161 : Iso-induction à 1800 tr/min du stator de l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK502

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau vaut 2,35 T. L'induction dans les plateaux est comprise entre 1,9 T et 2,2 T. L'induction moyenne dans la première moitié des griffes en partant de la

base est d'environ 2,2 T. On remarque en surface des griffes des parties très saturées allant jusqu'à 2,4 T.

Les niveaux d'induction au rotor sont légèrement supérieurs à ceux observés pour le dimensionnement avec le rotor en AFK1 ce qui est cohérent avec l'utilisation de l'AFK502.

L'induction dans les dents stators en vis-à-vis des griffes rotors est comprise entre 1,3 T et 2,1 T avec des zones très ponctuelles allant jusqu'à 2,4 T. L'induction dans la culasse ne dépasse pas les 1,4 T

Les prédimensionnements obtenus ne présentent pas d'aberration d'un point de vue magnétique et semblent cohérents par rapport aux matériaux magnétiques doux utilisés au rotor. Étant donné les niveaux d'induction atteints et les débits en jeu, il serait intéressant d'évaluer les rendements des alternateurs prédimensionnés.

Le paragraphe suivant présente le dimensionnement de l'alternateur avec un rotor en AFK18 réalisé à partir du prédimensionnement. Ce dimensionnement devrait permettre dévaluer le potentiel maximal en gain batterie apporté par l'utilisation d'un rotor en AFK18.

V.3.2 Dimensionnement

À partir du prédimensionnement avec le rotor en AFK18, un dimensionnement a été réalisé avec le modèle éléments finis. La fonction objectif ainsi que les contraintes d'optimisation sont similaires à celles du prédimensionnement précédent (maximiser le courant à 1800 tr/min ...), mais le nombre de paramètres à optimiser est réduit à l'aide d'une étude de sensibilité afin de rester dans des temps de calcul acceptables.

V.3.2.1 Choix des paramètres d'optimisation

Comme précédemment et afin de réduire le nombre de paramètres de la phase de dimensionnement avec le modèle EF, nous avons effectué une étude de sensibilité avec le modèle réductant.

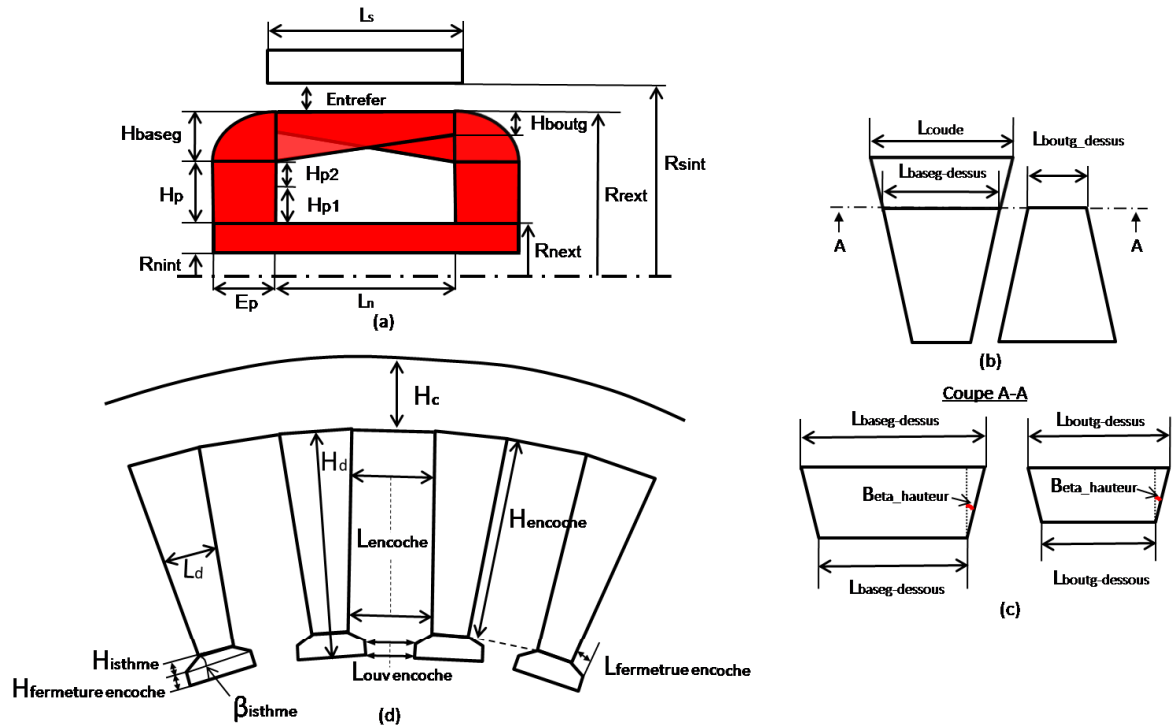


Figure 162 : Paramétrage du stator et du rotor (en rouge) (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radiale du stator

Paramètres	Sensibilités	Paramètres	Sensibilités	Paramètres	Sensibilités
R_{next}	14,55	L_{coude}	4,523	H_c	0,1005
H_{p1}	0,019	$E_{ntrefer}$	0,2417	L_s	0,7537
H_{baseg}	5,085	$Nb_{cond\ rotor/couche}$	0,4021	$D_{cond\ stator}$	2,056
H_{boutg}	0,1645	$Nb_{couche\ cond\ rotor}$	5,924	$D_{cond\ rotor}$	1,747
$L_{boutg\ dessus}$	1,57	$Nb_{couche\ cond\ stator}$	0,4398		

Tableau 45 : Résultats de l'étude de sensibilité sur les paramètres géométriques et électriques du rotor et du stator pour le dimensionnement avec un rotor en AFK18

Classement des paramètres en fonction de leur sensibilité
$R_{next} > Nb_{couche\ cond\ rotor} > H_{baseg} > L_{coude} > D_{cond\ stator} > D_{cond\ rotor} > L_{boutg\ dessus}$
$L_{boutg\ dessus} > L_s > Nb_{couche\ cond\ stator} > Nb_{cond\ rotor/couche} > E_{ntrefer} > H_{boutg} > H_c > H_{p1}$

Tableau 46 : Classement des paramètres géométriques et électriques du rotor et du stator en fonction de leur sensibilité pour le dimensionnement avec un rotor en AFK18

L'étude de sensibilité nous conduit vers le même choix de paramètres d'optimisation que pour le dimensionnement de l'étude précédente à la différence près que l'absence d'encastrement permet d'intégrer au dimensionnement un nouveau paramètre.

Nous avons choisi d'optimiser le diamètre des conducteurs stator $D_{\text{cond stator}}$ afin d'ajuster au mieux la largeur de dent en fonction des contraintes de dimensionnement stator. L'optimisation de ce paramètre implique donc d'intégrer à l'optimisation EF les contraintes sur la densité de courant stator et sur la largeur de bas de dent minimale.

Les 5 paramètres à optimiser sont présentés dans le Tableau 47.

Paramètres optimisés au rotor et au stator		
Rotor		Stator
R_{next}	$L_{\text{boutg dessus}}$	$Nb_{\text{couche cond stator}}$
$Nb_{\text{cond rotor/couche}}$	$D_{\text{cond stator}}$	

Tableau 47 : Paramètres optimisés au rotor et au stator pour le dimensionnement avec un rotor en AFK18

Les plages de variation des paramètres dimensionnés sont données dans l'annexe 2.

V.3.2.2 Résultats de dimensionnement

Les courbes du débit batterie en fonction de chaque paramètre d'optimisation pour l'alternateur dimensionné (noté Ref, Figure 163 - Figure 167) permettent de vérifier le bon choix des plages de variation.

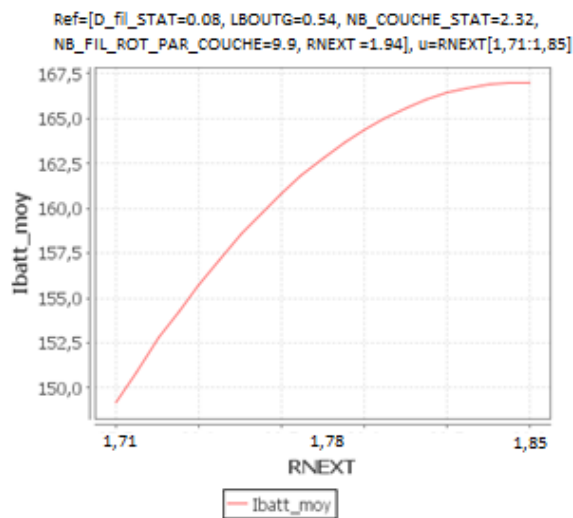


Figure 163 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du rayon extérieur du noyau pour l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18

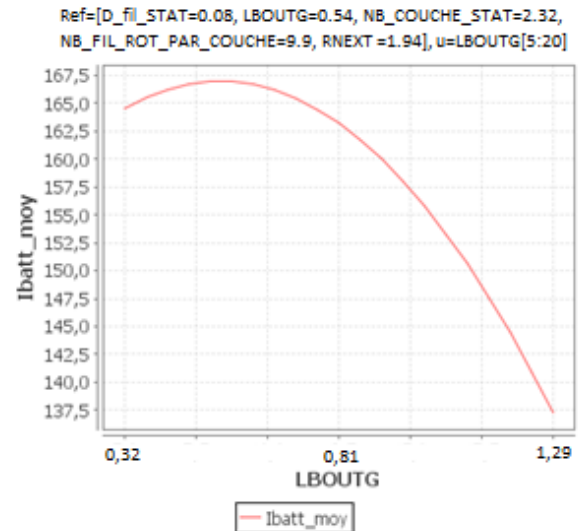


Figure 164 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction de la longueur de bout de griffe pour l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18

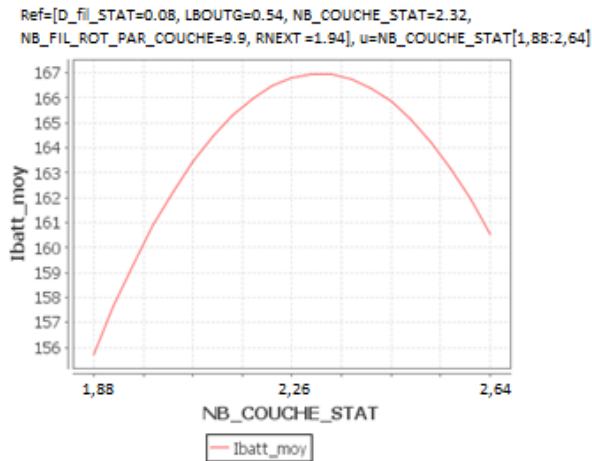


Figure 165 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du nombre de couches de conducteur stator pour l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18

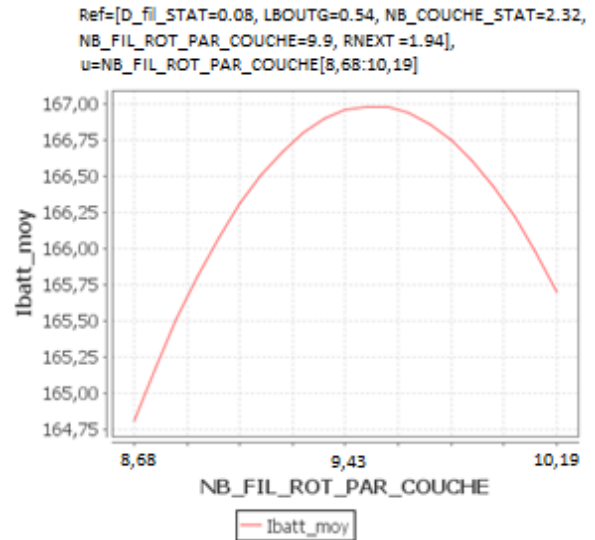


Figure 166 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du nombre de conducteurs par couche au rotor pour l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18

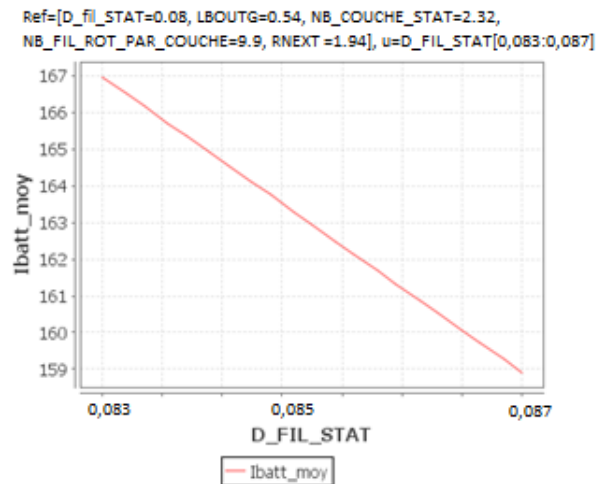


Figure 167 : Courant batterie moyen en ampère à 1800 tr/min en fonction du coefficient du diamètre de conducteur stator pour l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18

Les courbes de débit batterie en fonction des différents paramètres d'optimisation présentent toutes un maximum sauf le diamètre du conducteur stator. La réduction de ce dernier est majoritairement contrainte par la thermique (densité maximale de courant dans les conducteurs stator) et non par des phénomènes magnétiques d'où l'absence de maximum.

En s'affranchissant de la contrainte thermique, il est probable qu'un maximum apparaisse suite à l'augmentation de la résistance stator.

La Figure 168 et la Figure 169 présentent respectivement la densité de courant dans les conducteurs stator et la largeur en bas de dent en fonction du diamètre des conducteurs stator pour l'alternateur dimensionné (noté Ref).

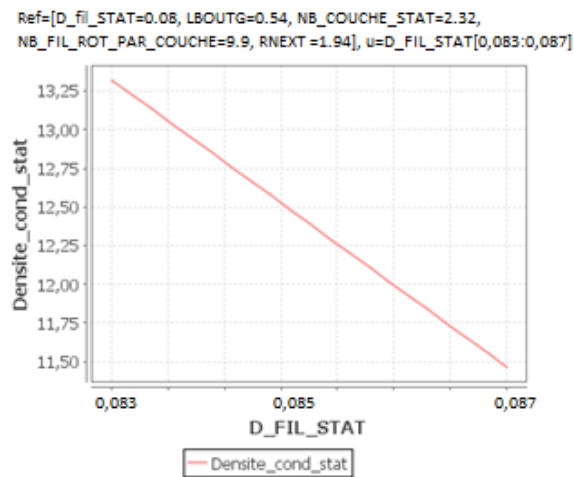


Figure 168 : Densité de courant dans les conducteurs stator à 1800 tr/min en fonction du diamètre des conducteurs stator pour le dimensionnement de l'alternateur avec un rotor en AFK18

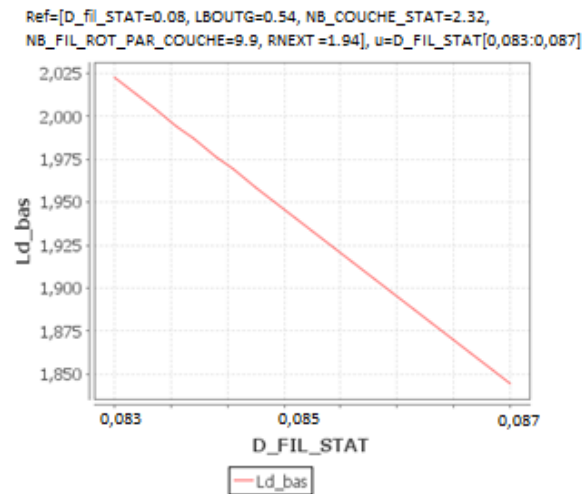


Figure 169 : Largeur de bas de dent en fonction du diamètre des conducteurs stator pour le dimensionnement de l'alternateur avec un rotor en AFK18

Les contraintes de dimensionnement par rapport à la section des conducteurs stator sont bien respectées avec pour $D_{\text{cond stator}} = 1,28 \text{ mm}$ une densité de courant dans les conducteurs stator d'environ $13,3 \text{ A/mm}^2$ et une largeur de bas de dent de $2,02 \text{ mm}$.

Le Tableau 48 présente les débits batterie calculés avec le modèle EF à 1800 tr/min et à 6000 tr/min ($I_{\text{ex}} = 5 \text{ A}$) pour les alternateurs à aimants, l'alternateur initial et l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18.

	Alternateur à Aimant		Alternateur Initial	Alternateur Dimensionné
	Ferrites	NdFeB	Rotor en SAE1005	Rotor en AFK18
Débit 1800 tr/min	138 A	160 A	117,5 A	166,5 A
Débit 6000 tr/min	209 A	260 A	188,5 A	272,5

Tableau 48 : Débits batterie à 1800 tr/min et à 6000 tr/min pour les alternateurs à aimants, l'alternateur initial et l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18

Le dimensionnement de l'alternateur avec rotor en AFK18 a permis d'augmenter le débit à 1800 tr/min de +42 % par rapport à l'alternateur initial. À cette vitesse, l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18 présente un débit de +20 % par rapport à l'alternateur à aimants Ferrites et de +4 % par rapport à l'alternateur à aimant NdFeB.

À haute vitesse, le débit batterie obtenu est supérieur à celui de l'alternateur à aimants NdFeB avec +5 %.

Le Tableau 49 présente les valeurs des paramètres optimisés en dimensionnement pour l'alternateur le dimensionné avec un rotor en AFK18, pour l'alternateur le prédimensionné avec un rotor en AFK18, et pour l'alternateur initial.

Paramètres	Alternateur Dimensionné	Alternateur Prédimensionné	Alternateur Initial
	Rotor en AFK18	Rotor en AFK18	Noyau Classique en SAE1005
R_{next} (pu)	1,94	1,87	1,94
$D_{cond\ stator}$ (pu)	0,08	0,087	
$L_{boutg\ dessus}$ (pu)	0,54	0,77	0,39
$Nb_{couche\ cond\ stator}$ (pu)	2,26	2,26	2,64
$Nb_{cond\ rotor/couche}$ (pu)	9,81	9,81	10,56
$M_{asse\ noyau + roues\ polaires}$ (kg)	2,55	2,48	2,45

Tableau 49 : Valeurs des paramètres optimisés en dimensionnement pour l'alternateur dimensionné avec un rotor AFK18, pour l'alternateur prédimensionné avec un rotor en AFK18 et pour l'alternateur initial

Par rapport à l'alternateur prédimensionné, l'alternateur dimensionné a un rayon extérieur de noyau plus grand, une longueur de bout de griffes plus petite et un diamètre de conducteurs stator plus faible. Le nombre de conducteurs rotor par couche et le nombre de couches de conducteurs stators obtenus en prédimensionnement et en dimensionnement sont identiques ce qui confirme là encore la pertinence du modèle reluctant.

La masse du rotor dimensionnée est supérieure à celle du rotor prédimensionnée suite à l'augmentation du rayon extérieur du noyau.

La Figure 170 et la Figure 171 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du rotor et du stator de l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18.

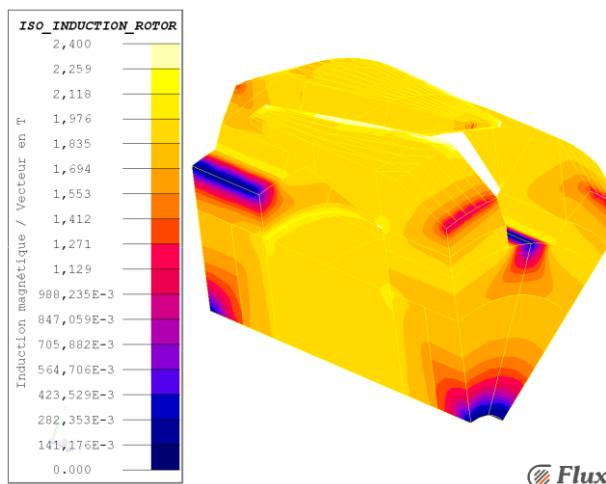


Figure 170 : Iso-induction à 1800 tr/min du rotor de l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18

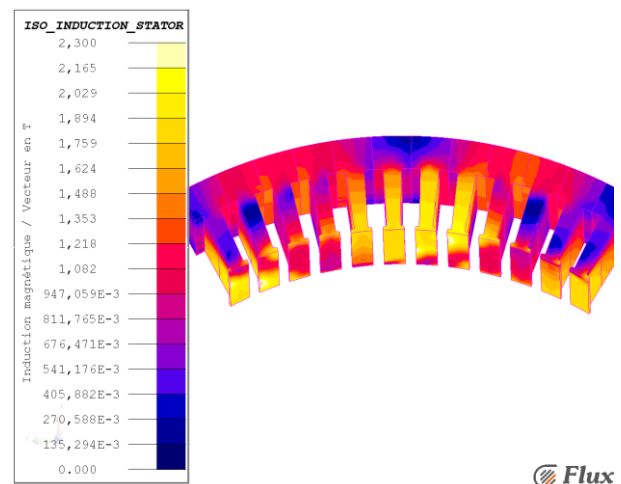


Figure 171 : Iso-induction à 1800 tr/min du stator de l'alternateur dimensionné avec un rotor en AFK18

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau est de 1,95 T. L'induction dans les plateaux varie entre 1,6 T et 1,9 T alors que l'induction moyenne dans les griffes est comprise entre 1,85 T et 2 T avec des zones très ponctuelles allant jusqu'à 2,4 T.

Les niveaux d'induction au rotor sont plus équilibrés que pour le prédimensionnement avec des valeurs plus faibles au noyau et plus élevées dans les plateaux et les griffes.

L'induction dans les dents stators en vis-à-vis des griffes rotor est comprise entre 1,5 T et 2 T avec des valeurs ponctuelles allant jusqu'à 2,3 T. L'induction dans la culasse ne dépasse pas 1,35 T. Les niveaux d'induction des dents stator en vis-à-vis des griffes sont plus élevés que pour le prédimensionnement malgré l'augmentation de la largeur des dents (réduction du diamètre des conducteurs stator). Le flux utile est donc beaucoup plus important, d'où l'augmentation du débit batterie. La culasse est toujours surdimensionnée magnétiquement.

Cette solution technique est très performante, car elle permet de dépasser les débits batterie de l'alternateur à aimants NdFeB à basse vitesse tout en assurant le même débit batterie à haute vitesse. L'inconvénient majeur de cette solution réside dans les propriétés mécaniques de l'AFK18 qui sont inférieures à celle d'un acier type SAE1005. Chez l'aciériste Aperam, une version à haute limite élastique est proposée pour l'AFK502 [46]. Peut être que dans un futur proche, il serait envisageable de développer un AFK18 haute limite élastique ou équivalent.

V.3.3 Bilan sur le dimensionnement de l'alternateur avec des rotors en FeCo

Nous avons vu dans ce paragraphe le prédimensionnement de l'alternateur avec des rotors en FeCo (AFK18, AFK1 et AFK502) et le dimensionnement de l'alternateur avec un rotor en AFK18.

Dans un premier temps, des prédimensionnements ont été réalisés avec le modèle reluctant de l'alternateur ce qui a permis d'effectuer une étude comparative entre les gains en débit batterie apportée par l'utilisation des différents FeCo au rotor. Nous avons vu que plus le FeCo utilisé au rotor est noble, plus les débits batterie à basse vitesse sont élevés. Par rapport à l'alternateur initial, ce gain est de +26 % pour un rotor en AFK18, de +44 % pour un rotor en AFK1 et de +73 % pour un rotor en AFK502.

Les prédimensionnements avec un rotor en AFK1 et en AFK502 ont permis de dépasser les débits des machines à aimants à basse et à haute vitesses. Le prédimensionnement avec un rotor en AFK18 a presque permis d'égaliser le débit batterie de l'alternateur à aimant NdFeB (-8 % à 1800 tr/min et +0 % à 6000 tr/min).

Dans un second temps, le dimensionnement de l'alternateur avec un rotor en AFK18 a été réalisé. Il a mis en évidence des débits supérieurs à ceux de l'alternateur à aimants NdFeB (+4 % à basse vitesse et +5 % à haute vitesse). Cependant, l'AFK18 présente des propriétés mécaniques pas suffisamment bonnes pour assurer la tenue des griffes. Des nuances dérivées, de meilleures qualités mériteraient d'être développées.

V.4 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre deux études: une étude sur "l'optimisation complète" de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502 et une étude sur la comparaison des débits batterie en fonction des différents FeCo au rotor de l'alternateur.

La première étude réalisée sur "l'optimisation complète" de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502 a confirmé la nécessité d'optimiser tous les paramètres de l'alternateur (rotor et stator) pour évaluer le potentiel de gain apporté par l'utilisation d'un noyau en FeCo. En effet, cette étude a montré que l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502 pouvait tendre vers les débits de l'alternateur à aimant NdFeB avec un débit à basse vitesse inférieur de -9 % seulement est un débit à haute vitesse de -4 %.

La seconde et dernière étude sur la comparaison des débits batterie en fonction des différents FeCo au rotor de l'alternateur a montré que plus le FeCo utilisé au rotor est noble, plus les débits batterie à basse vitesse sont élevés.

Les résultats obtenus montrent que l'on dépasse les débits des machines à aimants à basse et à haute vitesses avec un rotor en AFK1 et en AFK502. Un rotor en AFK18 a presque permis d'égaliser le débit batterie de l'alternateur à aimants NdFeB à basse vitesse avec -8 % et de l'égaliser à haute vitesse.

Le dimensionnement de l'alternateur avec un rotor en AFK18 a permis d'obtenir des débits supérieurs à ceux de l'alternateur à aimants NdFeB (+4 % à basse vitesse et +5 % à haute vitesse). Cependant, les propriétés mécaniques actuelles de l'AFK18 ne sont pas suffisantes et nécessitent d'être améliorées pour pouvoir utiliser ce matériau au rotor d'un alternateur.

Afin d'égaliser les performances de l'alternateur à aimants NdFeB sans pour autant utiliser un rotor entièrement en FeCo, une solution envisageable consiste à associer au noyau en FeCo des aimants Ferrites entre les griffes de l'alternateur. Il serait vraiment intéressant de redimensionner ce nouveau type d'alternateurs pour les différentes nuances de FeCo afin de réévaluer leurs potentiels de gain respectif.

On notera que la démarche présentée dans cette thèse (prédimensionnement avec un modèle reluctant et dimensionnement avec un modèle EF) peut être appliquée aussi efficacement avec un alternateur à aimants. Cependant, par manque de temps, le développement du modèle reluctant et EF pour ce type d'alternateur n'ont pas pu être achevés pour réaliser ces dimensionnements.

Références - Chapitre 5

[46] F. Bloch, T. Waeckerle and H. Fraisse, « *The use of iron-nikel and iron-cobalt alloys in electrical engineering, and especially for electrical motors* », *IEEE ElectricalInsulation and Electrical Manufacturing.*, pp. 394-401, 2007.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse apporte une ouverture dans la conception d'alternateurs sans aimants présentant la même puissance volumique qu'un alternateur à aimants NdFeB. La solution étudiée consiste à utiliser des matériaux magnétiques doux nobles tels que les FeCo (AFK18, AFK1 et AFK502). Afin de minimiser les coûts liés à l'utilisation de FeCo, nous avons dans la majorité de l'étude limité l'utilisation du FeCo au noyau de l'alternateur même si la solution avec des rotors entièrement en FeCo a également été évaluée.

Dans le premier chapitre, nous avons pu nous familiariser avec les spécificités de l'alternateur à griffes tant sur sa structure que sur son fonctionnement ou encore concernant les dernières améliorations qui lui ont été apportées. Un état de l'art concernant les matériaux magnétiques utilisés dans la conception des machines électriques tournantes a également été présenté rappelant les connaissances en matériau magnétique indispensables en conception de machines électriques. Enfin, nous avons discuté du contexte économique lié aux terres rares et donc aux aimants permanents tels que les NdFeB. Nous avons vu que ce contexte économique difficile justifie le besoin de trouver de nouvelles solutions technologiques permettant de concevoir des alternateurs à griffes sans aimants avec les mêmes performances que les alternateurs avec aimants.

Dans le deuxième chapitre, nous avons justifié le choix d'une démarche de dimensionnement à deux niveaux de modélisation avec un modèle reluctant et un modèle EF de l'alternateur à griffes sans aimant. Nous avons considéré cette démarche comme étant la plus efficace sachant que la modélisation 3D implique des temps de calcul EF relativement longs et que la solution technique retenue nécessite au moins un dimensionnement pour chaque nuance de FeCo.

Le modèle reluctant est utilisé en prédimensionnement. Il permet de réaliser des optimisations rapides parcourant tout l'espace de solutions en considérant un grand nombre de paramètres et de contraintes. Le modèle EF, plus précis, est utilisé en dimensionnement. Il permet à partir du prédimensionnement, d'optimiser les paramètres les plus sensibles (préalablement déterminés). Cette démarche apporte la précision nécessaire au dimensionnement final tout en restant dans des temps de calcul raisonnables.

Au troisième chapitre, nous avons présenté la modélisation de l'alternateur à griffes sans aimant avec la méthode des éléments finis et avec la méthode des réseaux de ré reluctances.

Le modèle EF a montré qu'il était suffisamment précis pour pouvoir réaliser des dimensionnements fins et également servir de référence pour la construction et la validation du modèle reluctant. Mis à part son paramétrage complet ce modèle reste classique.

Le modèle reluctant est suffisamment précis (5 % et 15 % d'erreur) et robuste (deux géométries modélisées) pour être utilisé en optimisation. Sa modélisation est basée sur le principe de la rotation des forces magnétomotrices stator et comprend un circuit magnétique, un circuit électrique et un couplage électromagnétique. Pour compléter la modélisation, nous avons introduit le calcul des différentes pertes mis à part les pertes mécaniques et des pertes fer rotor.

Le quatrième chapitre apporte des réponses sur la géométrie optimale du noyau permettant d'utiliser au mieux les propriétés magnétiques des FeCo et sur le gain potentiel en débit batterie en fonction du FeCo utilisé au noyau.

La première étude a montré que l'utilisation d'un noyau classique en FeCo a rapidement atteint des limites car elle engendre d'importantes saturations locales au niveau de la jonction noyau-plateau. Ce constat nous a orientés vers deux nouvelles géométries de noyau avec "le noyau encastré" et "le noyau

Z". Nous avons vu que l'utilisation de ces noyaux permettait d'obtenir des résultats très prometteurs notamment en considérant que les optimisations réalisées n'incluaient que le rotor de l'alternateur. Les courants batterie à 1800 tr/min sont inférieurs à celui de l'alternateur à aimant NdFeB de -15 % à -17 % selon la géométrie de noyau utilisée. On rappelle que la réalisation d'un alternateur avec noyau encastré dans les roues polaires est très délicate voire impossible pour des raisons de tenue mécanique. Une nouvelle structure "le noyau Z" a été définie et a permis de lever ce verrou tout en assurant quasiment les mêmes performances. Cette structure n'a pas pu être présentée dans ce manuscrit pour des raisons de confidentialité.

La seconde étude, sur la comparaison des débits batterie en fonction des dimensionnements de rotors pour les différents FeCo au noyau de l'alternateur a montré que plus le FeCo utilisé au noyau est noble, plus les débits batterie à basse vitesse sont élevés. L'utilisation d'un noyau en AFK502 (ou éventuellement en AFK1 moins coûteux) est à privilégier pour tenter d'égaliser les performances alternateurs à aimant NdFeB.

Au cinquième chapitre, nous avons vu deux études, une sur "l'optimisation complète" de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502 et une sur la comparaison des débits batterie en fonction des différents FeCo au rotor de l'alternateur.

La première étude sur "l'optimisation complète" de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502 a montré que l'utilisation d'un noyau en AFK502 permettait de se rapprocher nettement des débits de l'alternateur à aimant NdFeB. Les débits obtenus sont légèrement inférieurs (-9% à basse vitesse et -4 % à haute vitesse). Cette étude a également confirmé l'importance d'optimiser tous les paramètres de l'alternateur (rotor et stator).

Dans la seconde étude, la comparaison des débits batterie en fonction des différents FeCo au rotor de l'alternateur a montré que plus le FeCo utilisé au rotor est noble, plus les débits batterie à basse vitesse sont élevés. Les prédimensionnements avec un rotor en AFK1 et en AFK502 ont permis de dépasser les courants batterie de l'alternateur à aimant NdFeB. Le dimensionnement final de l'alternateur avec un rotor en AFK18 a permis d'obtenir des débits supérieurs à ceux de l'alternateur à aimant NdFeB avec à basse vitesse un débit de +4 % et à haute vitesse un débit de +5 %. Cependant, l'AFK18 présentant des moins bonnes propriétés mécaniques que l'acier initial, il est nécessaire de les améliorer avant que cette solution technique soit réellement envisageable.

Perspectives

En perspective à ce travail, différents points peuvent être soulevés avec la validation des résultats sur prototype(s), l'étude de nouvelles solutions techniques et l'amélioration des différents modèles de l'alternateur à griffes.

Nous avons vu en simulation des résultats intéressants, il faut maintenant les valider sur un ou plusieurs prototypes. Lors de la rédaction de ce manuscrit, un prototype basé sur le dimensionnement de la première étude du Chapitre IV (noyau Z en AFK502) était en fin de réalisation avec des essais prévus avant la fin de la thèse.

Une solution technique n'a pas pu être évaluée durant ces travaux de thèse, il s'agit d'utiliser des aimants Ferrites entre les griffes avec un noyau en FeCo. En effet, il serait très intéressant de réévaluer dans ce cas les potentiels de gain en courant batterie pour chaque nuance de FeCo. On rappelle que la démarche présentée dans cette thèse (prédimensionnement avec un modèle reluctant et dimensionnement avec un modèle EF) peut être appliquée aussi efficacement avec un alternateur à aimant.

Nous avons vu que le modèle reluctant de l'alternateur donne de bons résultats en prédimensionnement. Cependant, sa précision et sa robustesse peuvent encore être améliorées pour augmenter son efficacité. Dans un premier temps, les deux pistes à privilégier sont la discrétisation du stator selon les axes radiaux et longitudinaux et la modélisation du circuit électrique en utilisant une résolution symbolique des équations différentielles des ponts de diodes pour les différents modes de conduction [37]. Dans un second temps, il serait très intéressant de pouvoir résoudre les équations électriques avec le système d'équations implicite du modèle magnétique ce qui permettrait d'envisager des couplages électromagnétiques plus précis.

Concernant le modèle EF, une étude poussée de l'influence du maillage pourrait être réalisée afin de réduire les temps de calcul. Il serait également intéressant d'intégrer à la modélisation le calcul des courants de Foucault en surface des griffes ce qui devrait permettre d'augmenter la précision du modèle.

Nous avons vu que la démarche de dimensionnement utilisée est très performante, cependant, elle présente un point faible, l'absence de modèle thermique. Le développement d'un modèle thermique viendrait compléter cette démarche mais la mise en place même simplifiée de ce type de modèle n'est pas évidente notamment en vue d'être utilisé en optimisations.

Annexe 1 Calcul des différentes reluctances du modèle réductant de l'alternateur à griffes

Table des matières - Annexe 1

Annexe 1 Calcul des différentes reluctances du modèle réactant de l'alternateur à griffes..... 198

A.1.1	Les réactances dans le fer.....	200
A.1.1.1	Quelques généralités sur la modélisation des réactances de fer.....	200
A.1.1.2	Les réactances du noyau.....	200
A.1.1.3	La réactance de la partie noyau - plateau1	201
A.1.1.4	La réactance du plateau1	201
A.1.1.5	La réactance du plateau2.....	202
A.1.1.6	Les réactances d'un coude	202
A.1.1.7	Les réactances d'une griffe.....	203
A.1.1.8	La réactance de la culasse	204
A.1.2	Les réactances dans l'air	204
A.1.2.1	Quelques généralités sur la modélisation des réactances d'air.....	204
A.1.2.2	Les réactances de fuites griffe - griffe.....	205
A.1.2.3	Les réactances de fuites dessous griffe - dessous griffe.....	207
A.1.2.4	La réactance de fuites griffe1 - dent- griffe2.....	210
A.1.2.5	La réactance de fuite noyau - noyau	214
A.1.2.6	La réactance de fuite noyau - côté plateau1	214
A.1.2.7	La réactance de fuite dessous griffe - plateau1 et2	215
A.1.2.8	La réactance de fuite bout griffe - coude.....	215
A.1.2.9	La réactance de fuite dessus plateau 1 - bout griffe	216
A.1.2.10	La réactance de fuite dessus et côté plateau 1 - dessous griffe	216
A.1.2.11	La réactance de fuite noyau - griffe	218
A.1.2.12	Les réactances de fuites coude - stator	218
A.1.2.13	Les réactances de fuites têtes de bobines	219

A.1.1 Les réductances dans le fer

A.1.1.1 Quelques généralités sur la modélisation des réductances de fer

La valeur des réductances de fer dépend de l'état de saturation du matériau magnétique. Plus le niveau de saturation est élevé plus la perméabilité diminue pour finalement à saturation atteindre celle de l'air. On comprend donc que plus le niveau de saturation est élevé moins les réductances de fer sont négligeables devant celle de l'air. Il est donc préférable d'intégrer la saturation à la modélisation en vue d'obtenir un modèle robuste quelque soit le point de fonctionnement.

De plus, sachant que nous souhaitons étudier l'influence du choix des matériaux magnétiques doux sur les performances de l'alternateur à griffes, la prise en compte de la saturation est obligatoire.

Pour définir les réductances de fer, on utilise la loi d'Hopkinson :

$$R(\Phi) = \frac{L}{\Phi} H \left(\frac{\Phi}{S} \right)$$

L et S sont deux paramètres géométriques qui correspondent respectivement à la longueur et à la surface du tube de flux considéré. La loi d'Hopkinson dépend également du flux magnétique et donc de la loi du matériau magnétique H(B).

A.1.1.2 Les réductances du noyau

Le noyau est discrétisé en 4 parties avec deux types de réductances, R_{noyau1} et R_{noyau2} . Elles sont définies telles que :

$$S_{noyau1} = \frac{\pi(R_{next}^2 - R_{nint}^2)}{p}$$

$$L_{noyau1} = \frac{(L_n - H_{p1})}{2}$$

$$S_{noyau2} = \frac{\pi(R_{next}^2 - R_{nint}^2)}{p}$$

$$L_{noyau2} = \frac{H_{p1}}{2}$$

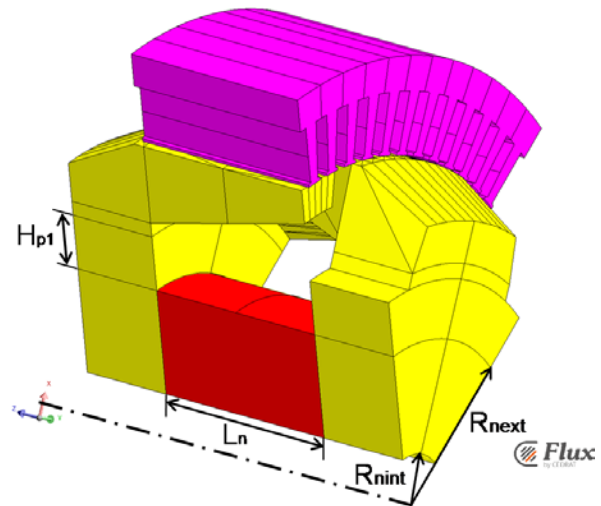


Figure 172 : Paramétrage du noyau

On notera qu'il est important d'avoir un noyau suffisamment grand afin de permettre au flux d'excitation de circuler. Les paramètres géométriques du plateau sont donc très importants.

A.1.1.3 La réductance de la partie noyau - plateau1

Le trajet du flux dans la partie noyau-plateau1 suit un axe azimutal. La section considérée correspond est celle d'entrée, car c'est la plus petite. Cela permet de mieux intégrer d'éventuelles saturations.

$$S_{\text{noyau-plateau1}} = \frac{\pi(R_{\text{next}}^2 - R_{\text{nint}}^2)}{p}$$

$$L_{\text{noyau-plateau1}} = \sqrt{\left(\frac{(R_{\text{next}} - R_{\text{nint}})^2}{2}\right) + \left(\frac{E_p}{2}\right)^2}$$

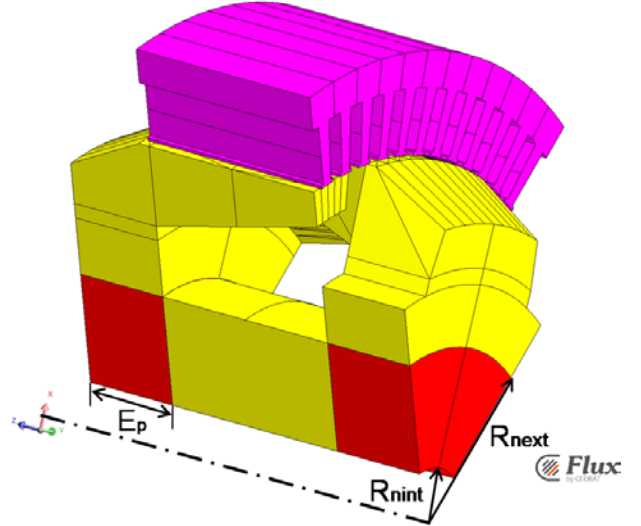


Figure 173 : Paramétrage de la partie noyau-plateau1

A.1.1.4 La réductance du plateau1

Le trajet du flux dans le plateau1 suit l'axe radial. Le calcul de la réductance du plateau1 intègre une surface qui n'est pas constante. Afin de simplifier les calculs, il est réalisé à partir de l'intégrale de la perméance.

$$R_{\text{plateau1}} = \frac{1}{\mu_p} \int_{R_{\text{next}}}^{H_{p1} + R_{\text{next}}} \frac{dr}{\frac{2 \cdot \pi}{p} r E_p}$$

$$R_{\text{plateau1}} = \frac{p}{2 \cdot \pi \cdot E_p \cdot \mu_p} \ln \left(\frac{R_{\text{next}} + H_{p1}}{R_{\text{next}}} \right)$$

$$S_{\text{plateau1}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot E_p \cdot H_{p1}}{p \cdot \ln \left(\frac{R_{\text{next}} + H_{p1}}{R_{\text{next}}} \right)}$$

$$L_{\text{plateau1}} = H_{p1}$$

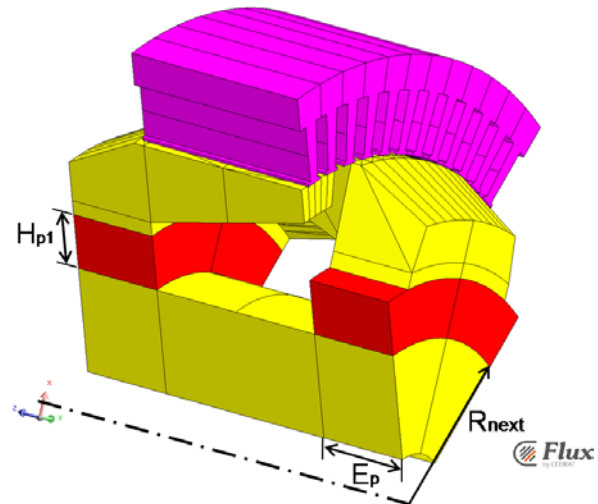


Figure 174 : Paramétrage du plateau1

A.1.1.5 La réductance du plateau2

Le trajet du flux dans le plateau2 suit l'axe radial. le calcul est également réalisé à partir de l'intégrale de la perméance.

$$R_{\text{plateau2}} = \frac{1}{\mu_p} \int_{H_{p1}+R_{\text{next}}}^{H_{p2}+H_{p1}+R_{\text{next}}} \frac{dr}{\frac{2\pi}{p} r E_p}$$

$$R_{\text{plateau2}} = \frac{p}{2\pi \cdot E_p \cdot \mu_p} \ln \left(\frac{R_{\text{next}} + H_{p1} + H_{p2}}{R_{\text{next}} + H_{p1}} \right)$$

$$S_{\text{plateau2}} = \frac{2\pi \cdot E_p \cdot H_{p2}}{p \cdot \ln \left(\frac{R_{\text{next}} + H_{p1} + H_{p2}}{R_{\text{next}} + H_{p1}} \right)}$$

$$L_{\text{plateau2}} = H_{p2}$$

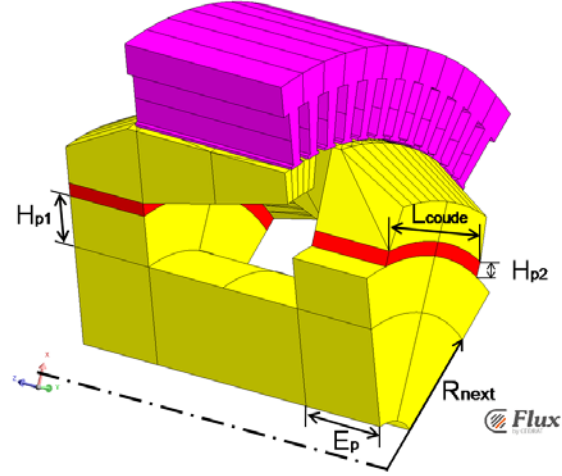


Figure 175 : Paramétrage des plateau2

Le plateau2 a une ouverture angulaire inférieure à une paire de pôle ce qui nous amène à définir le paramètre « p₂ » tel que:

$$p_2 = 2\pi \cdot \left(\frac{R_{\text{next}} + H_{p1}}{L_{\text{coude}}} \right)$$

A.1.1.6 Les réductances d'un coude

Le coude est modélisé par deux réductances. La première représente la partie radiale du trajet de flux allant de la base du coude à mi hauteur de la base de la griffe. La seconde représente un trajet de flux longitudinal allant de la moitié de la largeur du coude à l'entrée d'une griffe.

$$S_{\text{coude1}} = L_{\text{coude}} \cdot E_p$$

$$L_{\text{coude1}} = \frac{H_{\text{baseg}}}{2}$$

$$S_{\text{coude2}} = L_{\text{coude}} \cdot H_{\text{baseg}}$$

$$L_{\text{coude2}} = \frac{E_p}{2}$$

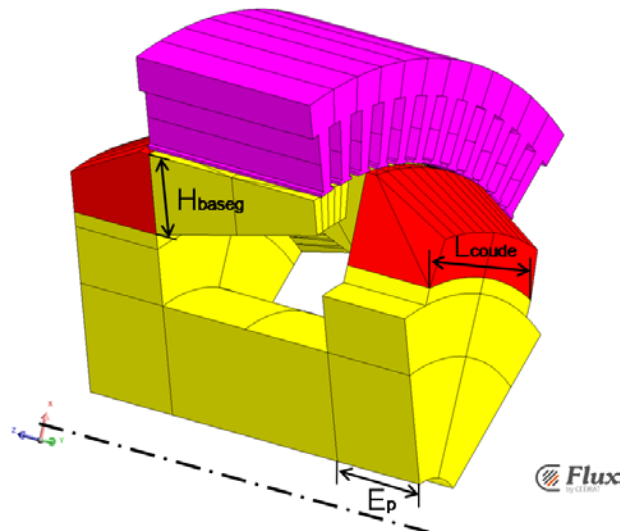


Figure 176 : Paramétrage des coudes

A.1.1.7 Lesreluctances d'une griffe

La griffe est représentée par quatre reluctances avec un trajet du flux qui est considéré comme longitudinal. Chaque reluctance représente un quart de la longueur de la griffe. Leur section est calculée en fonction leur position selon l'axe longitudinal. Plus l'on va de la base de la griffe vers le bout de la griffe, plus la section de passage du flux diminue.

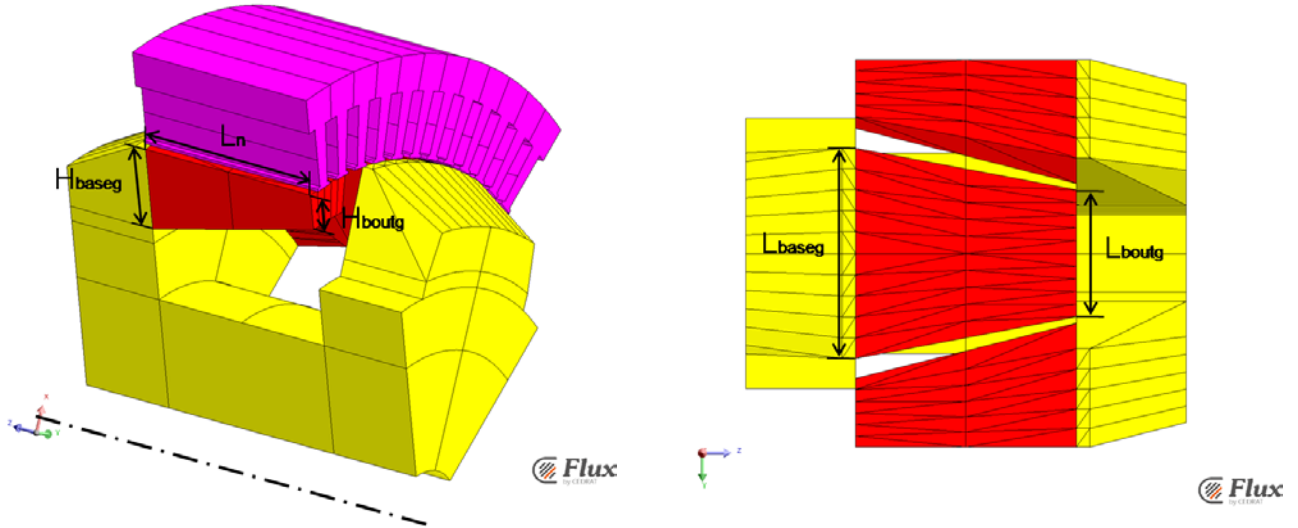


Figure 177 : Paramétrage des griffes

$$S_{griffe1} = \left(\frac{7}{8} \cdot (H_{baseg} - H_{boutg}) + H_{boutg} \right) \cdot \left(\frac{7}{8} \cdot (L_{baseg} - L_{boutg}) + L_{boutg} \right)$$

$$S_{griffe2} = \left(\frac{5}{8} \cdot (H_{baseg} - H_{boutg}) + H_{boutg} \right) \cdot \left(\frac{5}{8} \cdot (L_{baseg} - L_{boutg}) + L_{boutg} \right)$$

$$S_{griffe3} = \left(\frac{3}{8} \cdot (H_{baseg} - H_{boutg}) + H_{boutg} \right) \cdot \left(\frac{3}{8} \cdot (L_{baseg} - L_{boutg}) + L_{boutg} \right)$$

$$S_{griffe4} = \left(\frac{1}{8} \cdot (H_{baseg} - H_{boutg}) + H_{boutg} \right) \cdot \left(\frac{1}{8} \cdot (L_{baseg} - L_{boutg}) + L_{boutg} \right)$$

$$L_{griffe} = \frac{L_n}{4}$$

A.1.1.8 La réductance de la culasse

La culasse est représentée par autant de réductance que le nombre de dents. Le trajet du flux est tangentiel.

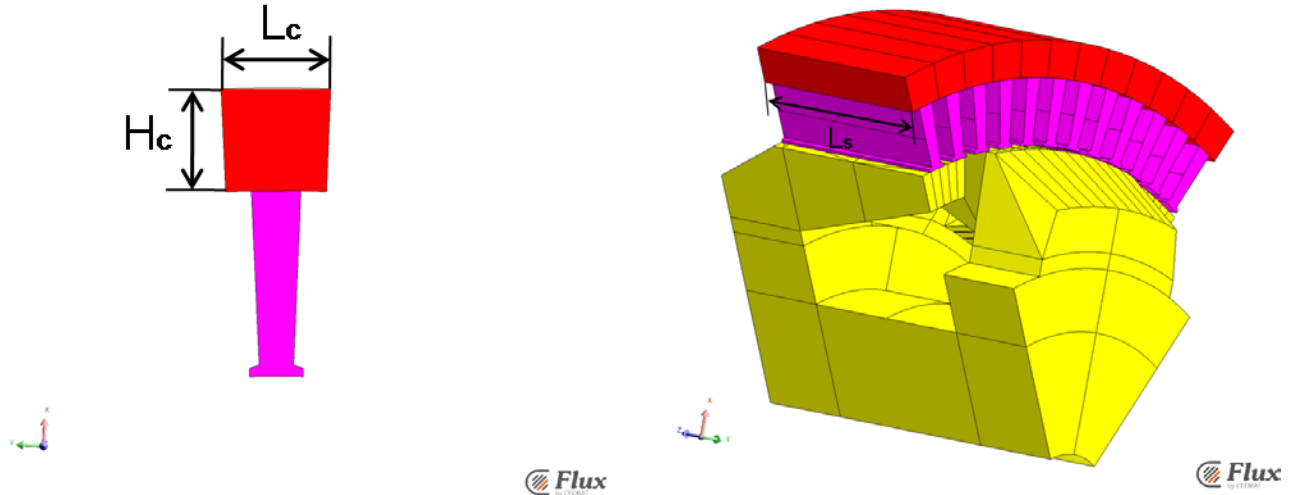


Figure 178 : Paramétrage de la culasse

$$\begin{aligned} S_{\text{culasse}} &= H_c \cdot L_s \\ L_{\text{culasse}} &= L_c \end{aligned}$$

A.1.2 Les réductances dans l'air

A.1.2.1 Quelques généralités sur la modélisation des réductances d'air

Les réductances dans l'air sont très importantes. Elles comprennent les réductances d'entrefer et les réductances de fuites. Les réductances d'entrefer sont dimensionnantes pour un point de fonctionnement en non saturé. Les réductances de fuites permettent d'obtenir un modèle robuste et précis notamment quand l'alternateur travaille sur des points de fonctionnement engendrant une saturation du circuit magnétique. Ces réductances sont constantes quelque soit l'état magnétique de l'alternateur. D'une façon générale, elles sont définies par la relation suivante:

$$R = \frac{L}{\mu_0 S}$$

L et S sont deux paramètres géométriques qui correspondent respectivement à la longueur et à la surface du tube de flux considéré.

A.1.2.2 Les ré reluctances de fuites griffe - griffe

Nous avons vu que les fuites griffe - griffe sont les plus élevées. Il est donc important de bien définir les ré reluctances de fuites entre griffes afin d'apporter un maximum de précision au modèle. Plusieurs travaux ont déjà traité ce calcul avec notamment [47] dont nous avons repris la méthode de calcul présenté ci-dessous.

La ré reluctance de fuites griffe - griffe correspond aux fuites sur la longueur D_{gg} (Zone rouge Figure 179). Le paramétrage définissant le tube de flux de cette ré reluctance n'est pas évident, il est défini à partir de la largeur L_{gdz} et de la longueur moyenne $L_{moy}(z)$ (Figure 179 à Figure 183).

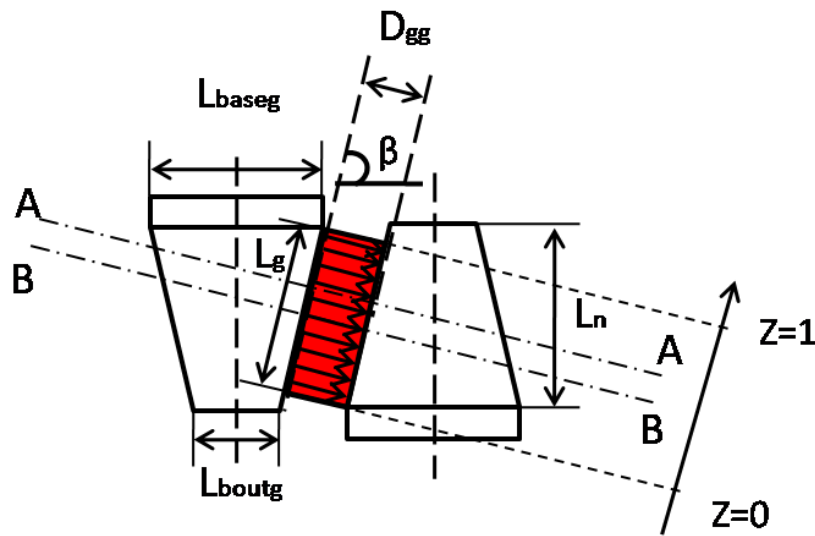


Figure 179 : Trajet du flux moyen dans l'espace inter griffe

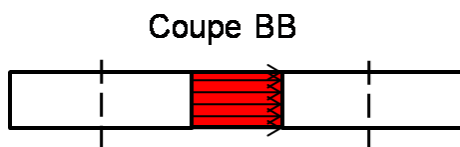


Figure 180 : Trajet du flux moyen dans l'espace inter griffe principale selon la coupe BB

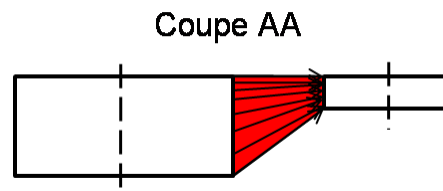


Figure 181 : Trajet du flux moyen dans l'espace inter griffe principale selon la coupe AA

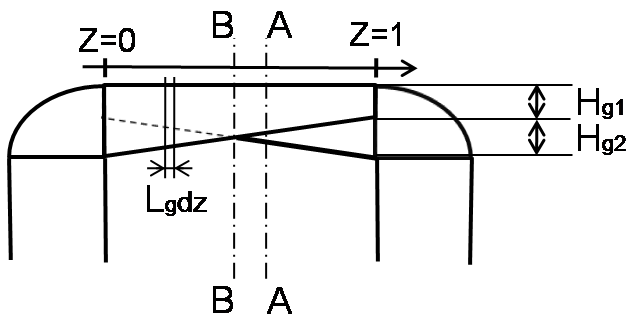


Figure 182 : Paramétrage de la surface d'échange du tube flux griffe - griffe

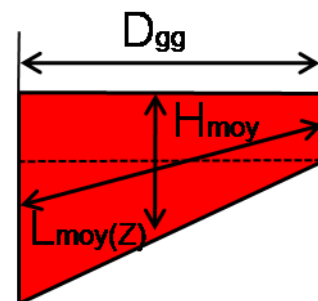


Figure 183 : Paramétrage du tube flux griffe - griffe

Le calcul de la réductance de fuite griffe - griffe est plus simple en passant par celui de la perméance. Il est défini par l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 H_{g1} &= H_{boug} H_{g2} = H_{baseg} - H_{boug} \\
 H_{moy} &= H_{g1} + \frac{H_{g2}}{2} \\
 D_{gg} &= \sin(\beta) \cdot \left[\frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rest} - p \cdot (L_{baseg} + L_{boug})}{2 \cdot p} \right] \\
 L_{moy} &= \sqrt{\left(\frac{H_{g2}(1-2z)}{2} \right)^2 + D_{gg}^2} \quad \text{avec } 0 \leq z \leq \frac{1}{2} \\
 L_g &= \frac{L_n}{\sin(\beta)} - \frac{D_{gg}}{\tan(\beta)}
 \end{aligned}$$

Au niveau d'une griffe, le flux de fuites se sépare en deux. Afin de réduire le nombre d'éléments du modèle réductant, nous avons préféré multiplier la perméance par deux et ne représenter qu'une branche pour les flux entre griffes. Dans l'expression de la perméance, le second deux correspond à la réduction de moitié des bornes d'intégration.

$$\begin{aligned}
 P_{ggp} &= 2 \int_0^1 dP_{ggp}(z) \\
 P_{ggp} &= 2.2 \int_0^{1/2} dP_{ggp}(z) \\
 P_{ggp} &= 2.2 \cdot \mu_0 \cdot L_g \cdot \left(\frac{H_{g1} + \frac{H_{g2}}{2}}{H_{g2}} \right) \ln \left(\frac{\sqrt{4 \cdot D_{gg}^2 + H_{g2}^2} + H_{g2}}{2 \cdot D_{gg}} \right) \\
 R_{ggp} &= \frac{D_{gg}}{4 \cdot \mu_0 \cdot L_g \cdot \left(D_{gg} \frac{H_{g1} + \frac{H_{g2}}{2}}{H_{g2}} \right) \ln \left(\frac{\sqrt{4 \cdot D_{gg}^2 + H_{g2}^2} + H_{g2}}{2 \cdot D_{gg}} \right)}
 \end{aligned}$$

Ce calcul est valable si nous ne discrétisons pas la griffe or nous avons choisi de discrétiser la griffe en quatre parties ce qui nous oblige à discrétiser les fuites griffe - griffe avec trois réductances. Le calcul des différentes réductances se fait en adaptant les bornes de l'intégrale à la zone de fuite considérée. On notera que les fuites étant discrétisées en trois parties de longueur équivalente, la première partie et la troisième partie sont donc identiques.

$$\begin{aligned}
 P_{ggp1} &= P_{ggp3} = 2 \int_0^{1/3} dP_{ggp}(z) \\
 P_{ggp1} &= P_{ggp3} = 2 \cdot \mu_0 \cdot L_g \cdot \left(\frac{H_{g1} + \frac{H_{g2}}{2}}{H_{g2}} \right) \ln \left(\frac{3 \sqrt{4 \cdot D_{gg}^2 + H_{g2}^2} + H_{g2}}{2 \sqrt{9 \cdot D_{gg}^2 + H_{g2}^2} + H_{g2}} \right)
 \end{aligned}$$

$$S_{gpp1} = S_{gpp3} = \frac{2}{3} \cdot L_g \cdot \left(H_{g1} + \frac{H_{g2}}{2} \right)$$

$$L_{gpp1} = L_{gpp3} = \frac{H_{g2n}}{3 \cdot \ln \left(\frac{\sqrt{4 \cdot D_{gg}^2 + H_{g2}^2} + H_{g2}}{\sqrt{4 \cdot D_{gg}^2 + \frac{H_{g2}^2}{9} + \frac{H_{g2}}{3}}} \right)}$$

$$P_{gpp2} = 2 \int_{1/3}^{2/3} dP_{gpp}(z)$$

$$P_{gpp2} = 2 \cdot 2 \int_{1/3}^{1/2} dP_{gpp}(z)$$

$$P_{gpp2} = 2 \cdot 2 \cdot \mu_0 \cdot L_g \cdot \left(\frac{H_{g1} + \frac{H_{g2}}{2}}{H_{g2}} \right) \ln \left(\frac{\sqrt{4 \cdot D_{gg}^2 + \frac{H_{g2}^2}{9} + \frac{H_{g2}}{3}}}{2 \cdot D_{gg}} \right)$$

$$S_{gpp2} = \frac{2}{3} \cdot L_g \cdot \left(H_{g1} + \frac{H_{g2}}{2} \right)$$

$$L_{gpp2} = \frac{H_{g2n}}{3 \cdot 2 \cdot \ln \left(\frac{\sqrt{4 \cdot D_{gg}^2 + \frac{H_{g2}^2}{9} + \frac{H_{g2}}{3}}}{2 \cdot D_{gg}} \right)}$$

A.1.2.3 Les réluctances de fuites dessous griffe - dessous griffe

Les fuites dessous griffes - dessous griffes formes un tube de flux en arc de cercle . Pour modéliser ces réductances, nous nous sommes appuyés sur [47] et sur la formulation proposée par Roters [48] pour les tubes de flux en arc de cercle:

$$R = \frac{\theta}{L \cdot \mu_0} \ln \left(\frac{R_{ext}}{R_{int}} \right)$$

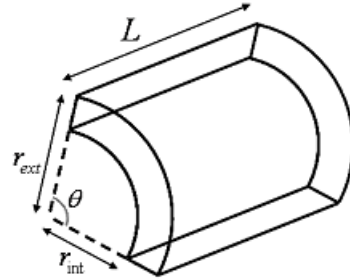


Figure 184 : Paramétrage d'un tube flux en arc de cercle

La Figure 185 présente le paramétrage de ce tube de flux.

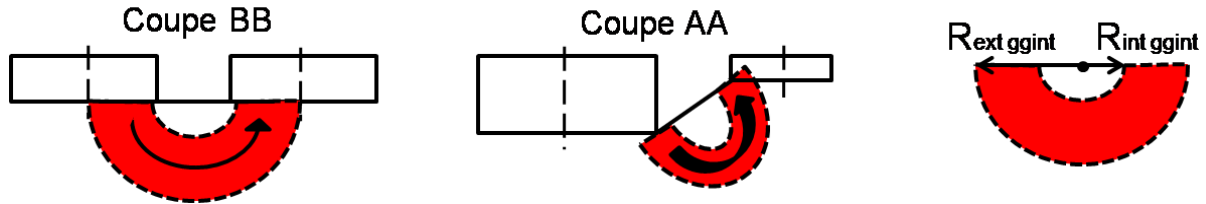


Figure 185 : Paramétrage du tube de flux de fuites dessous griffe - dessous griffe

La géométrie du tube de flux dessous griffe - dessous griffe varie en fonction de la position longitudinale. Le calcul du tube de flux dépend de la valeur de z (Figure 179). Le calcul de cette réductance est plus simple en passant par le calcul de la perméance.

$$dP_{ggint}(z) = \mu_0 \frac{L_g dz}{\pi} \ln \left(\frac{R_{ext ggint}(z)}{R_{int ggint}(z)} \right)$$

$$R_{int ggint}(z) = \frac{1}{2} \sqrt{(H_{g2}(1-2z))^2 + D_{gg}^2}$$

$$R_{ext ggint}(z) = R_{int ggint}(z) + \frac{1}{2} (Z L_{base griffe} + (1-z) \cdot L_{bout griffe})$$

L'expression de l'intégrale ne peut pas être résolue de façon formelle. On a fait donc l'hypothèse qu'elle évolue de façon linéaire pour $0 \leq z \leq 0,5$. Ici aussi, nous avons préféré multiplier la perméance par deux et ne représenter qu'une branche pour ces flux de fuites.

$$P_{ggint} = 2 \int_0^1 dP_{ggint}(z)$$

$$P_{ggint} = 2 \cdot 2 \int_0^{1/2} dP_{ggint}(z)$$

$$P_{ggint} = \frac{2 \cdot \mu_0 L_g}{\pi} \ln \left(\frac{\left(D_{gg} + \frac{L_{bout griffe} + L_{base griffe}}{2} \right) \sqrt{H_{g2}^2 + D_{gg}^2}}{D_{gg} \left(\sqrt{H_{g2}^2 + D_{gg}^2} + L_{bout griffe} \right)} \right)$$

Tout comme pour le calcul des réductances de fuites griffe - griffe, ces fuites sont discrétisées en trois éléments. Le calcul des différentes réductances se fait donc selon l'intervalle considéré.

$$P_{ggint1}=P_{ggint3}=2 \int_0^{1/3} dP_{ggint}(z)$$

$$P_{ggint1}=P_{ggint3}=\frac{2.\mu_0 L_g}{3.\pi} \ln \left(\frac{\left(\sqrt{\left(\frac{H_{g2}}{3}\right)^2 + D_{gg}^2} + \frac{2.L_{boutg}+L_{baseg}}{3} \right) \sqrt{H_{g2}^2 + D_{gg}^2}}{\sqrt{\left(\frac{H_{g2}}{3}\right)^2 + D_{gg}^2} \cdot \left(\sqrt{H_{g2}^2 + D_{gg}^2} + \frac{L_{boutg}}{2} \right)} \right)$$

$$L_{ggint1}=L_{ggint3}=\frac{2}{3}.L_g$$

$$R_{ext_{ggint1}}=R_{ext_{ggint3}}=\left(\sqrt{\left(\frac{H_{g2}}{3}\right)^2 + D_{gg}^2} + \frac{2.L_{boutg} + L_{baseg}}{3} \right) \sqrt{H_{g2}^2 + D_{gg}^2}$$

$$R_{int_{ggint1}}=R_{int_{ggint3}}=\sqrt{\left(\frac{H_{g2}}{3}\right)^2 + D_{gg}^2} \cdot \left(\sqrt{H_{g2}^2 + D_{gg}^2} + \frac{L_{boutg}}{2} \right)$$

$$\theta_{ggint1} = \theta_{ggint3} = \pi$$

$$P_{ggint2}=2 \int_{1/3}^{2/3} dP_{ggint}(z)$$

$$P_{ggint2}=4 \int_{1/3}^{1/2} dP_{ggint}(z)$$

$$P_{ggint2}=\frac{2.\mu_0 L_g}{3.\pi} \ln \left(\frac{\left(D_{gg} + \frac{L_{boutg}+L_{baseg}}{2} \right) \sqrt{\left(\frac{H_{g2}}{3}\right)^2 + D_{gg}^2}}{D_{gg} \cdot \left(\sqrt{\left(\frac{H_{g2}}{3}\right)^2 + D_{gg}^2} + \frac{2.L_{boutg}+L_{baseg}}{3} \right)} \right)$$

$$L_{ggint2} = \frac{2}{3}.L_g$$

$$R_{ext_{ggint2}}=\left(D_{gg} + \frac{L_{boutg} + L_{baseg}}{2} \right) \sqrt{\left(\frac{H_{g2}}{3}\right)^2 + D_{gg}^2}$$

$$R_{int_{ggint2}}=D_{gg} \cdot \left(\sqrt{\left(\frac{H_{g2}}{3}\right)^2 + D_{gg}^2} + \frac{2.L_{boutg} + L_{baseg}}{3} \right)$$

$$\theta_{ggint2} = \pi$$

A.1.2.4 La réductance de fuites griffe1 - dent - griffe2

Comme nous l'avons vu, le flux de fuites griffe1 - dent - griffe2 passe par l'entrefer, puis par une dent du stator et à nouveau par l'entrefer ce qui donne trois réductances en série (Figure 186 et Figure 187). Ce flux n'est observé que dans une dent sur un pas polaire et selon le nombre de dents de la machine ce flux est plus ou moins important (diminue avec le nombre de dents par pôle), voir n'a plus lieu d'être.

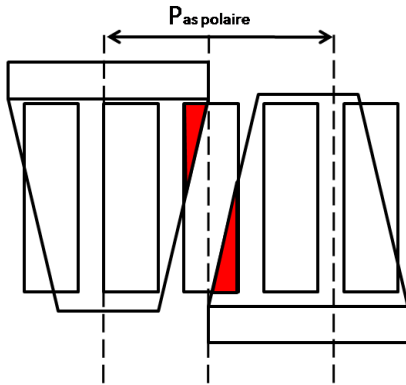


Figure 186 : Surface de passage du flux de fuites entre griffes par le stator au niveau de l'entrefer

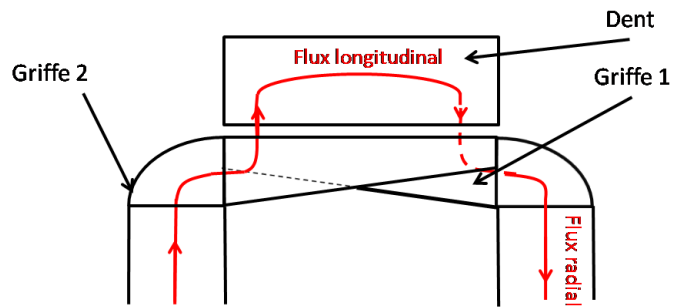


Figure 187 : Parcours du flux de fuites entre griffes par le stator

Le calcul des réductances définissant ce trajet de flux est similaire à celui proposé par [47].

▪ Calcul des réductances dans l'air

Pour le calcul des réductances d'entrefer, la surface d'échange n'est pas constante en fonction de la position du rotor. Il faut donc moyenner cette surface en fonction de la position sur un pas dentaire si l'on construit un modèle à topologie fixe ce qui est notre cas. Pour réaliser ce calcul, il est plus simple de passer par la perméance ce qui évite d'avoir des termes infinis (quand la surface d'échange est nulle, la perméance est nulle, mais la réductance est infinie).

On suppose qu'il n'y a pas d'épanouissement des lignes de flux au niveau des griffes ce qui nous permet de définir des tubes de flux rectilignes. Les deux perméances que l'on doit calculer sont proportionnelles à la surface d'échange du flux ce qui nous permet d'exprimer leur évolution en fonction de la position angulaire du rotor (Figure 188).

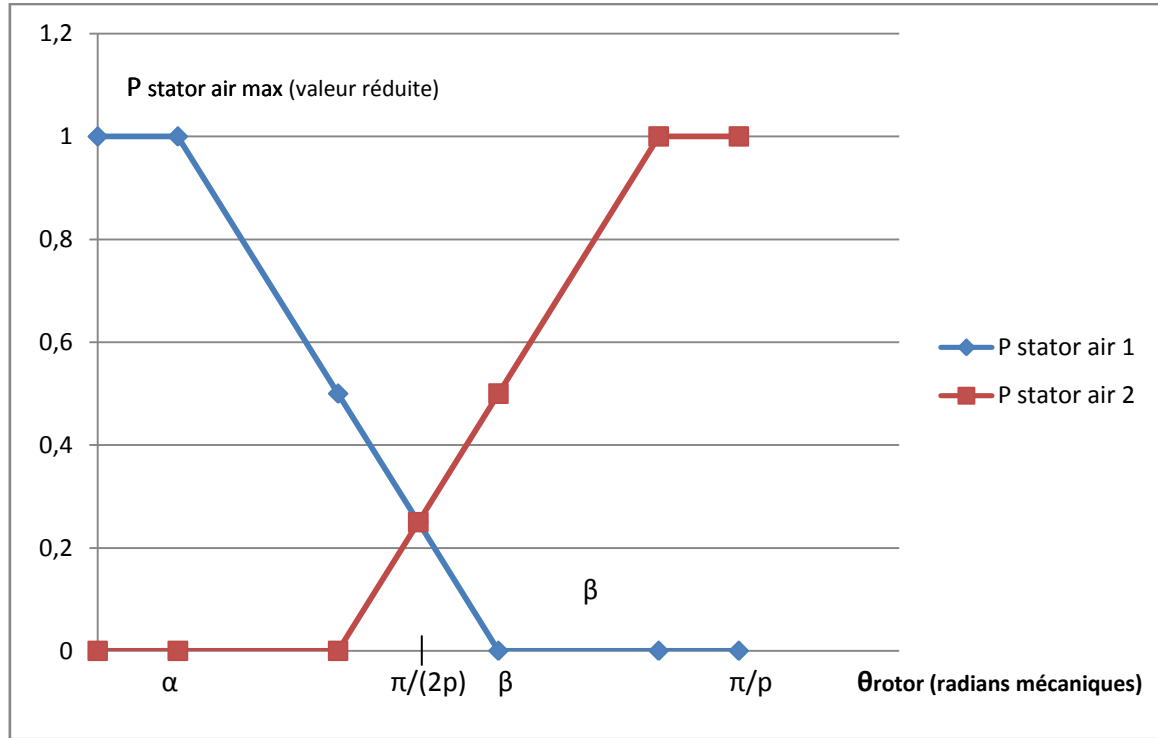


Figure 188 : Les perméances dans l'air en fonction de la position du rotor

$$P_{\text{stator air max}} = \frac{\mu_0 \cdot S_{\text{dent}}}{e} \alpha = \frac{L_{\text{bout griffe}}}{2 \cdot R_{\text{rext}}} - \frac{P_{\text{as dentaire}} \cdot L_{\text{ouverture encoche}}}{2 \cdot R_{\text{sint}}}$$

$$\beta = \frac{L_{\text{bout griffe}}}{2 \cdot R_{\text{rext}}} + \frac{P_{\text{as dentaire}} \cdot L_{\text{ouverture encoche}}}{2 \cdot R_{\text{sint}}}$$

Les positions angulaire α et β sont présentées respectivement sur les Figure 189 et Figure 190.

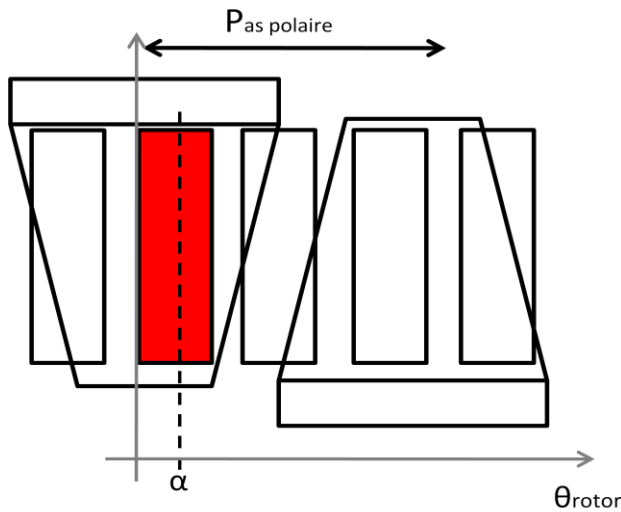


Figure 189 : Position angulaire α

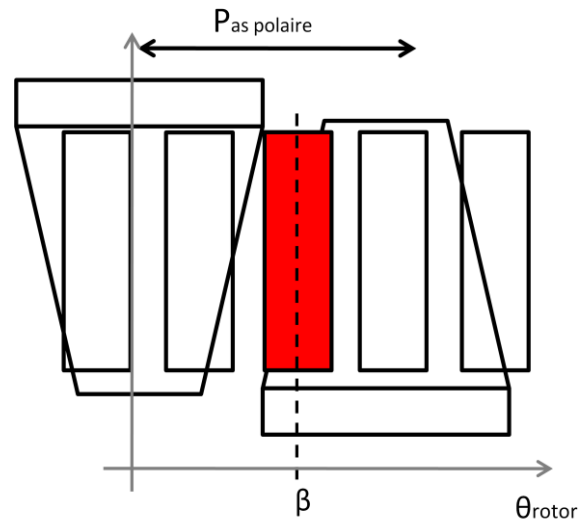


Figure 190 : Position angulaire β

Le calcul de la valeur moyenne de cette réductance est effectué sur un intervalle correspondant à un pas dentaire. En dehors de cet intervalle, la réductance est infinie. On prendra comme position initiale du rotor $\theta_{\text{rotor}} = \pi/2$ ce qui correspond à la position pour laquelle $P_{\text{stator air 1}} = P_{\text{stator air 2}}$ soit la position de la dent observée sur la Figure 186.

Les deux perméances étant en série, on obtient le calcul suivant :

$$\langle P_{\text{stator air total}} \rangle = \frac{1}{\theta_p} \int_{\frac{\pi}{2p} - \frac{\theta_p}{2}}^{\frac{\pi}{2p} + \frac{\theta_p}{2}} \frac{P_{\text{stator air1}}(\theta) \cdot P_{\text{stator air2}}(\theta)}{P_{\text{stator air1}}(\theta) + P_{\text{stator air2}}(\theta)} d\theta$$

En jouant sur le fait que nos valeurs moyennes de perméances sont égales et sur la simplification des bornes de l'intégrale, on obtient au final l'intégrale suivante :

$$\langle P_{\text{stator air total}} \rangle = \frac{1}{\theta_p} \int_{\frac{\pi}{p} - \beta}^{\beta} P_{\text{stator air1}}(\theta) d\theta$$

Sachant que le flux est divisé par deux, on obtient le résultat suivant :

$$\langle P_{\text{stator air totale}} \rangle = \frac{\mu_0 \cdot 4 \cdot S_{\text{dent}}}{e} \frac{\left(\frac{\beta^2}{2} - \frac{\pi}{p} \beta + \frac{1}{4} \left(\frac{\pi}{p} \right)^2 \right)}{\theta_p}$$

$$\begin{aligned} L_{\text{stator air totale}} &= e \\ S_{\text{stator air totale}} &= 4 \cdot S_{\text{dent}} \frac{\left(\frac{\beta^2}{2} - \frac{\pi}{p} \beta + \frac{1}{4} \left(\frac{\pi}{p} \right)^2 \right)}{\theta_p} \end{aligned}$$

■ Calcul de la réductance dans le fer

Dans un premier temps, il est envisageable d'approximer le calcul de la réductance de la dent en négligeant l'effet de peau dans la tôle. Pour cela, on prend comme valeur de perméabilité, la perméabilité relative qui est fonction de l'épaisseur d'isolant dans le paquet de tôles (coefficient de foisonnement de la tôle). Pour un FeSi classique, la perméabilité relative du paquet de tôle vaut environ 20.

$$R_{\text{dent_fuites}} = \frac{L_{\text{dent_fuites}}}{\mu_0 \cdot \mu_{ra} \cdot S_{\text{dent_fuites}}}$$

Cependant, sachant que ce flux de fuite traverse les tôles dans la direction transversale et cela à la même fréquence que le flux utile, il est correct de prendre en compte l'effet de peau. En effet, il se développe dans la tôle des courants induits qui vont réduire la surface de passage du flux de fuite (Figure 191) et donc le flux de fuite lui même.

L'épaisseur de peau magnétique est donnée par la formule suivante :

$$\delta = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{10^7 \rho_{\text{fer}}}{\mu_r f_e}}$$

ρ_{fer} : La résistivité de la tôle

μ_r : La perméabilité relative de la tôle

f_e : La fréquence du flux de fuite

Attention dans cette formule μ_r est la perméabilité relative et non de la perméabilité relative apparente.

Les courants de Foucault se déplacent en quadrature par rapport au flux c'est-à-dire dans le sens du feuilletage des tôles. Sachant que l'on se trouve quasiment dans l'axe interpolaire, on peut considérer que notre matériau magnétique fonctionne dans sa zone de linéarité. Pour prendre en compte correctement l'effet de peau, on considère généralement que la section de passage est définie par la moitié de l'épaisseur de peau. On obtient l'expression suivante pour la surface à considérer :

$$S_{\text{dent_fuites}} = H_d \cdot \delta_m + L_d \cdot \frac{\delta_m}{2}$$

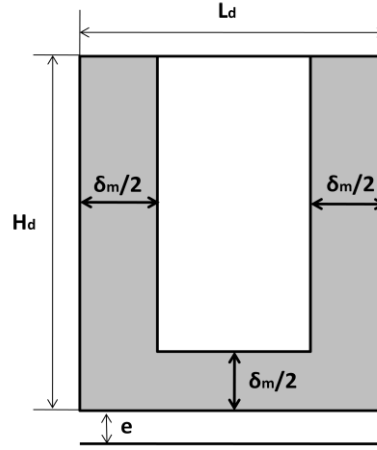


Figure 191 : Section de passage du flux de fuites entre griffes par le stator en intégrant l'effet de peau

Liwschitz [50] a établi dans ces travaux une relation intégrant la fréquence au phénomène d'effet de peau ce qui permet de pondérer la surface de passage du flux réduite par les courants de Foucault en fonction de la fréquence. Nous reprenons cette fonction afin de pondérer la surface de la réluctance en fonction de la fréquence.

$$\Gamma(\lambda) = \lambda \frac{\sinh(2\lambda) + \sin(2\lambda)}{\cosh(2\lambda) - \cos(2\lambda)}$$

$$\lambda = \frac{L_d}{\delta_m}$$

λ : Largeur réduite de la dent

$$S_{\text{dent_fuites}}(\lambda_{\text{dent_fuites}}) = \frac{H_d L_d}{\lambda_{\text{dent_fuites}}} + \frac{(\lambda_{\text{dent_fuites}} - 1) L_d^2}{2 \lambda_{\text{dent_fuites}}^2}$$

La fonction $\Gamma(\lambda)$ tend vers λ quand λ tend vers l'infini. Il est donc nécessaire de pondérer λ par un coefficient afin d'obtenir pour $\Gamma(\lambda)$ la même asymptote que celle de $\frac{1}{S_{\text{dent_fuites}}(\lambda)}$ quand λ tend vers l'infini. On obtient le coefficient correcteur suivant :

$$\varepsilon = \frac{H_d}{H_d + \frac{L_d}{2}}$$

Au final, l'expression de la surface à considérer est :

$$S_{\text{dent_fuites}} = \frac{H_d \cdot L_d}{\Gamma(\epsilon, \lambda)}$$

La longueur du trajet du flux de fuites dans la dent (Figure 186) est donnée par la formule suivante :

$$L_{\text{dent_fuites}} = \frac{D_{gg}}{\cos \beta}$$

Au final, en intégrant le fait que le flux est divisé par deux, on obtient l'expression suivante :

$$\begin{aligned} L_{\text{dent fuites}} &= \frac{D_{gg}}{\cos \beta} \\ S_{\text{dent fuites}} &= \frac{2 \cdot H_d \cdot L_d}{\Gamma(\epsilon, \lambda)} \end{aligned}$$

A.1.2.5 La réductance de fuite noyau - noyau

Ce tube de flux ne correspond pas réellement à des fuites, car le flux participe au flux utile. On notera que nous avons négligé dans la modélisation de ce tube de flux les deux jonctions aux extrémités (Figure 192) car une partie du flux est créé directement dans l'air par la bobine d'excitation.

$$\begin{aligned} L_{nn} &= \frac{L_n}{2} \\ S_{nn} &= \frac{\pi \left(\left(R_{\text{next}} + \frac{H_{p1}}{2} \right)^2 - R_{\text{next}}^2 \right)}{p} \end{aligned}$$

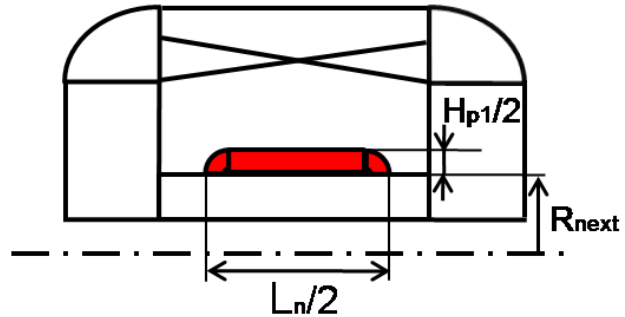


Figure 192 : Paramétrage du tube de flux de fuite
noyau - noyau

A.1.2.6 La réductance de fuite noyau - côté plateau1

Ce tube de flux ne correspond pas réellement à des fuites, car le flux participe au flux utile.

$$\begin{aligned}\theta_{np1} &= \frac{\pi}{2} \\ L_{np1} &= 2\pi \cdot \frac{R_{next}}{p} \\ R_{intnp1} &= r_{min} \\ R_{extnp1} &= \frac{H_{p1}}{2}\end{aligned}$$

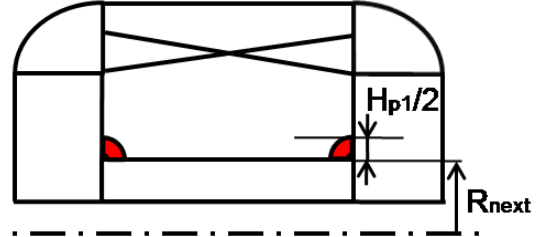


Figure 193 : Paramétrage du tube de flux de fuite noyau - côté plateau1

A.1.2.7 La réductance de fuite dessous griffe - plateau1 et2

Ce tube de flux ne correspond pas réellement à des fuites, car le flux participe au flux utile. Ces fuites sont discrétisées en deux réductances afin de les répartir dans la discrétisation e la griffe.

$$\zeta = \arctan\left(\frac{H_{baseg} - H_{boutg}}{L_n}\right)$$

$$\begin{aligned}\theta_{pg1} &= \left(\zeta + \frac{\pi}{2}\right) \\ L_{pg1} &= L_{baseg} \\ R_{intpg1} &= r_{min} \\ R_{extpg1} &= \left(H_{p2} + \frac{H_{p1}}{4}\right)\end{aligned}$$

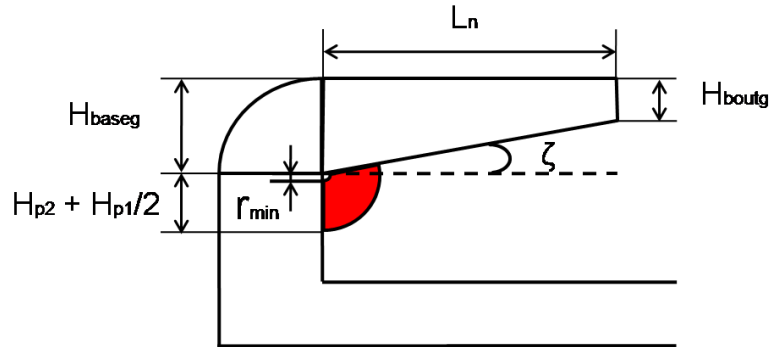


Figure 194 : Paramétrage du tube de flux de fuite entre griffe - plateau 1 et 2

$$\begin{aligned}\theta_{pg2} &= \left(\zeta + \frac{\pi}{2}\right) \\ L_{pg2} &= L_{baseg} \\ R_{intpg2} &= \left(H_{p2} + \frac{H_{p1}}{4}\right) \\ R_{extpg2} &= \left(H_{p2} + \frac{H_{p1}}{2}\right)\end{aligned}$$

A.1.2.8 La réductance de fuite bout griffe - coude

Contrairement aux fuites précédentes, ces fuites ne participent pas au flux utile et sont donc de vraies fuites. On notera que le flux se sépare en deux.

$$\theta_{gp} = \frac{\pi}{2}$$

$$L_{gp} = 2 \cdot H_{\text{bout griffe}}$$

$$R_{\text{intgp}} = \frac{D_{gg}}{2}$$

$$R_{\text{extgp}} = L_{\text{bout griffe}} + \frac{D_{gg}}{2}$$

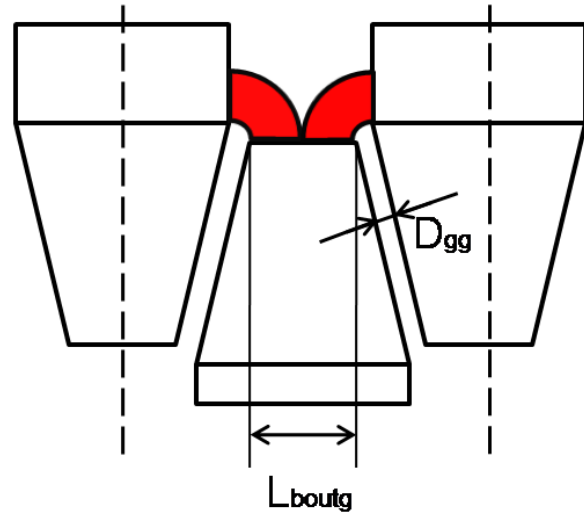


Figure 195 : Paramétrage du tube de flux de fuite bout griffe - coude

A.1.2.9 La réluctance de fuite dessus plateau 1 - bout griffe

La modélisation de ce tube de flux comprend deux réluctances.

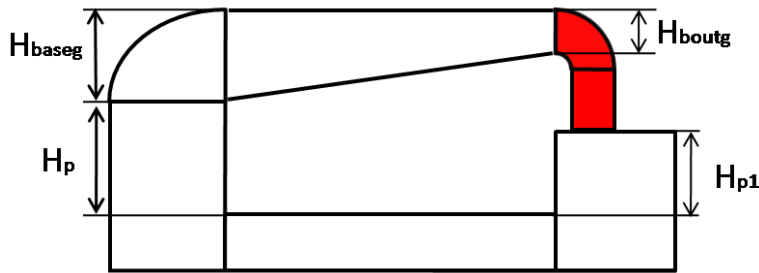


Figure 196 : Paramétrage du tube de flux de fuite dessus plateau 1 - bout griffe

$$\theta_{bg-dp1} = \frac{\pi}{2}$$

$$L_{bg-dp1} = L_{\text{bout griffe}}$$

$$R_{bg-dp1} = r_{\min}$$

$$R_{bg-dp1} = H_{\text{bout griffe}}$$

$$L_{bg-dp2} = (H_{\text{base griffe}} - H_{\text{bout griffe}}) + H_{p2}$$

$$S_{bg-dp1} = L_{\text{bout griffe}} \cdot H_{\text{bout griffe}}$$

A.1.2.10 La réluctance de fuite dessus et côté plateau 1 - dessous griffe

La modélisation de ce tube de flux comprend deux réluctances.

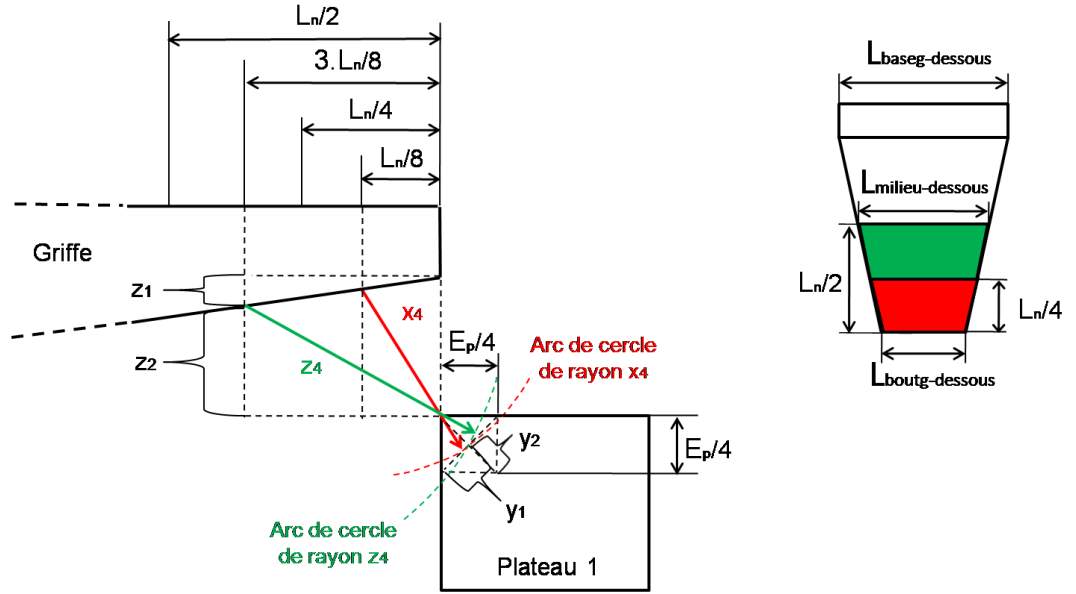


Figure 197 : Paramétrage du tube de flux de fuites dessus et coté plateau 1 - dessous griffe

$$\begin{aligned}
 z_1 &= (H_{\text{baseg}} - H_{\text{boutg}}) \cdot \frac{3 \cdot L_n}{8} \\
 z_2 &= (H_{\text{baseg}} - H_{\text{boutg}} + H_{p2} - z_1) \\
 z_3 &= \sqrt{z_2^2 + \frac{3 \cdot L_n^2}{8}} \\
 y_1 &= \sqrt{\left(\frac{E_p}{4}\right)^2 + \left(\frac{E_p}{4}\right)^2} \\
 y_2 &= \sqrt{\left(\frac{E_p}{4}\right)^2 - \left(\frac{y_1}{2}\right)^2} \\
 z_4 &= z_2 + y_2 \\
 L_{\text{milieu-dessous}} &= \left(\frac{L_{\text{boutg-dessous}} + L_{\text{baseg-dessous}}}{2} \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 S_{\text{gp1}_1} &= \left(\left(\frac{L_{\text{milieu-dessous}} + L_{\text{boutg-dessous}}}{2} \right) + \frac{L_{\text{milieu-dessous}}}{2} \right) \cdot \frac{L_n}{4} \\
 L_{\text{gp1}_1} &= z_4
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 x_1 &= (H_{\text{baseg}} - H_{\text{boutg}}) \cdot \frac{L_n}{8} \\
 x_2 &= (H_{\text{baseg}} - H_{\text{boutg}} + H_{p2} - x_1) \\
 x_4 &= x_2 + y_2
 \end{aligned}$$

$$x_3 = \sqrt{x_2^2 + \frac{L_n^2}{8}}$$

$$S_{gp1,2} = \left(\frac{L_{milieu-dessous} + L_{boutg-dessous}}{2} \right) \cdot \frac{L_n}{4}$$

$$L_{gp1,2} = x_4$$

A.1.2.11 La réductance de fuite noyau - griffe

Ce flux ne participe pas au flux utile, on a donc de vraies fuites. Le tube de flux associé est considéré comme radial.

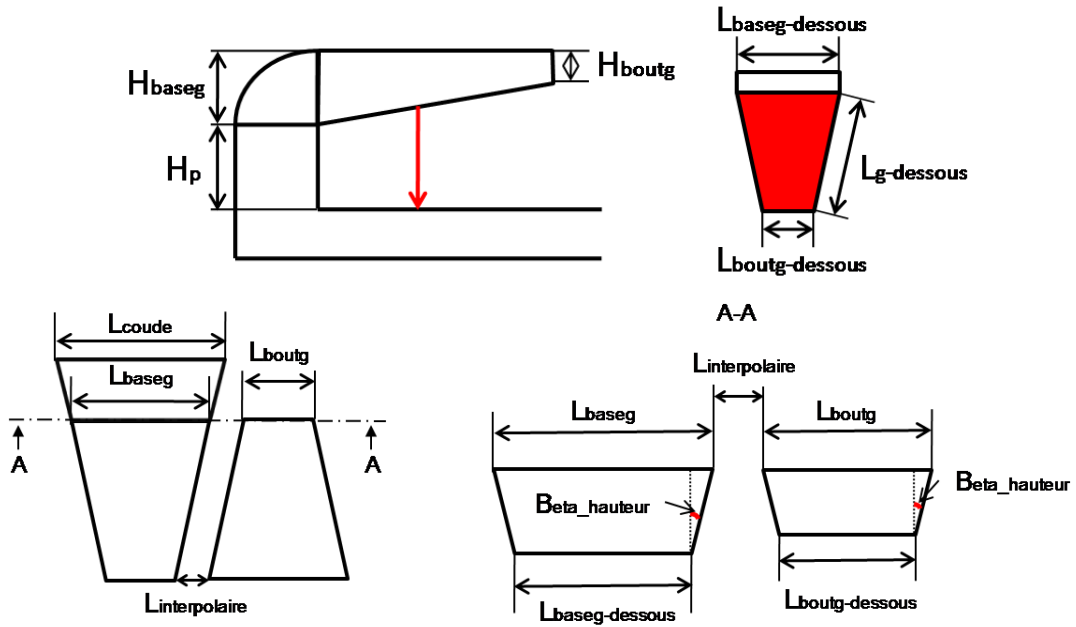


Figure 198 : Paramétrage du tube de flux de fuite griffe - noyau

$$L_{boutg-dessous} = L_{boutg} - 2 \cdot H_{boutg} \cdot \tan(\beta_{hauteur})$$

$$L_{baseg-dessous} = L_{baseg} - 2 \cdot H_{baseg} \cdot \tan(\beta_{hauteur})$$

$$L_{g-dessous} = \sqrt{L_n^2 + (H_{baseg} - H_{boutg})^2}$$

$$S_{gn} = \left(\frac{L_{boutg-dessous} + L_{baseg-dessous}}{2} \right) \cdot L_{g-dessous}$$

$$L_{gn} = \left(\frac{H_{base\ griffe} - H_{bout\ griffe}}{2} \right) + H_p$$

A.1.2.12 Les réductances de fuites coude - stator

$$\begin{aligned}\theta_{cs} &= \frac{2\pi}{3} \\ L_{cs} &= L_d \\ R_{intcs} &= e \\ R_{extcs} &= H_d\end{aligned}$$

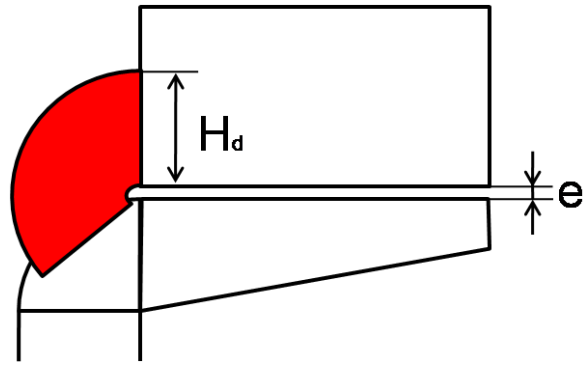


Figure 199 : Paramétrage du tube de flux de fuite entre coude - stator

A.1.2.13 Les réductances de fuites têtes de bobines

Les tubes de flux de fuites des têtes de bobines correspondent à des cônes de flux.

$$P_{as \text{ dentaire milieu dent}} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{\left(R_{sint} + \frac{H_d}{2}\right)}{Nb_{\text{encoches}}}$$

$$\begin{aligned}\theta_{tb} &= 2 \cdot \pi \\ L_{tb} &= P_{as \text{ dentaire milieu dent}} \\ R_{inttb} &= r_{\min} \\ R_{exttb} &= L_{\text{têtes bobines}}\end{aligned}$$

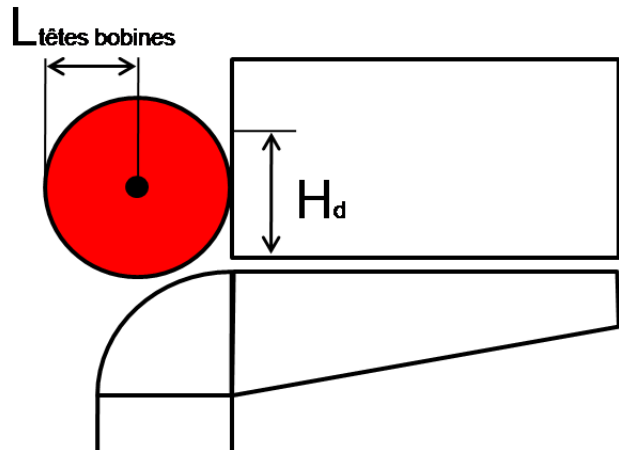


Figure 200 : Paramétrage du tube de flux de fuite entre coude - stator

Références - Annexe 1

- [47] L. ALBERT, « *Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes, Application au domaine automobile* », Thèse de doctorat, INP Grenoble, 2004
- [48] C. ROTERS, « *Electromagnetic devices* », JOHN WILEY & SONS, 1941
- [49] L. BOUARROUDJ, « *Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes – Application au domaine de l'automobile* », Thèse de doctorat, INP Grenoble, 2005
- [50] M. LIWSCHITZ, « *Calcul des machines électriques* », Tome I, Spes Lausanne, Dunod Paris, 1967

<p>Annexe 2 Etude comparative sur l'utilisation des différents FeCo au noyau et au rotor de l'alternateur</p>
--

Table des matières - Annexe 2

Annexe 2 Etude comparative sur l'utilisation des différents FeCo au noyau et au rotor de l'alternateur..... 221

A.2.1 Etude comparative sur le dimensionnement de rotor avec des noyaux encastrés pour les différents FeCo.....	223
A.2.1.1 Prédimensionnement	223
A.2.1.2 Dimensionnement.....	225
A.2.2 Dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502.....	227
A.2.2.1 Prédimensionnement – Etude sur le nombre de paires de pôles optimal	227
A.2.2.2 Dimensionnement.....	231
A.2.3 Etude sur le dimensionnement de l'alternateur avec des rotors en FeCo	232
A.2.3.1 Prédimensionnement	232
A.2.3.2 Dimensionnement.....	233

A.2.1 Etude comparative sur le dimensionnement de rotor avec des noyaux encastés pour les différents FeCo

A.2.1.1 Prédimensionnement

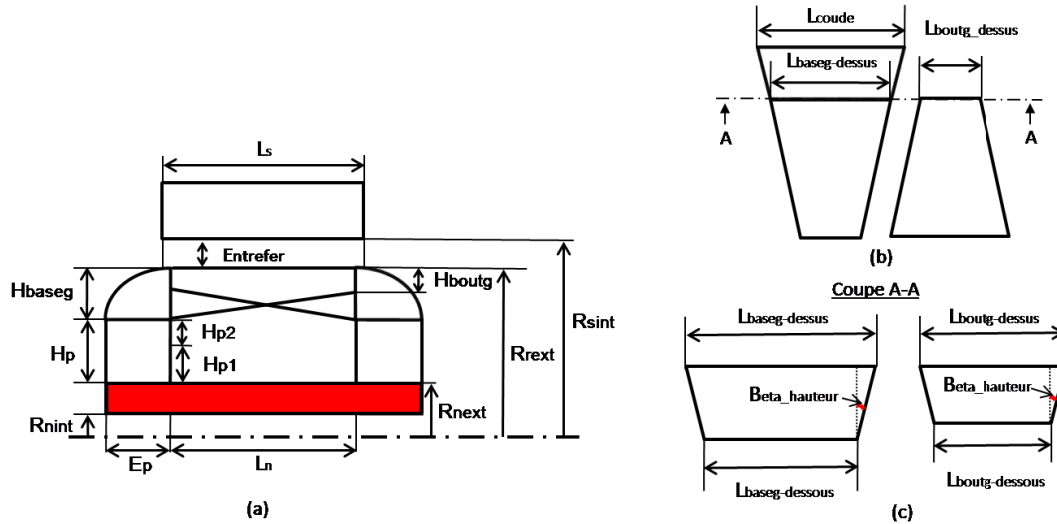


Figure 201 : Paramétrage du rotor avec un noyau encasté plein (en rouge) (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A

Paramètres	Alternateur Initial	Alternateur Prédimensionné		
		Noyau encasté en AFK18	Noyau encasté en AFK1	Noyau encasté en AFK502
R_{next} (pu)	1,94	1,77	1,75	1,72
H_{p1} (pu)	0,59	0,52	0,52	0,58
H_{p2} (pu)	0,17	0,28	0,28	0,29
H_{baseg} (pu)	0,8	0,85	0,88	0,9
H_{boutg} (pu)	0,21	0,06	0,06	0,06
E_p (pu)	0,9	0,95	0,95	0,95
E_p encastrement (pu)	Aucun	Plein	Plein	Plein
L_n (pu)	1,89	1,8	1,8	1,8
$L_{\text{boutg dessus}}$ (pu)	0,39	0,06	0,06	0,06
L_{coude} (pu)	1,9	1,83	1,83	1,85
E_{entrefer} (pu)	0,02	0,02	0,02	0,02
N_{ex} (pu)	8,7	9,6	9,6	9,6
$N_{\text{bcond rotor par couche}}$ (pu)	10,6	9,8	9,8	9,8
$N_{\text{bcouche cond rotor}}$ (pu)	4,5	5,3	5,3	5,3
$D_{\text{conducteur rotor}}$ (pu)	0,06	0,06	0,06	0,06

Tableau 50 : Caractéristiques du rotor de l'alternateur initial et des alternateurs prédimensionnés avec un noyau encasté en AFK18, AFK1 et AFK502

La Figure 202 et la Figure 203 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du noyau et des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK1.

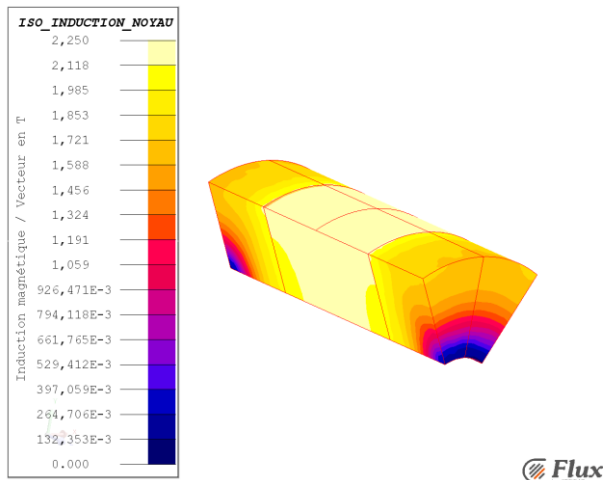


Figure 202 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK1

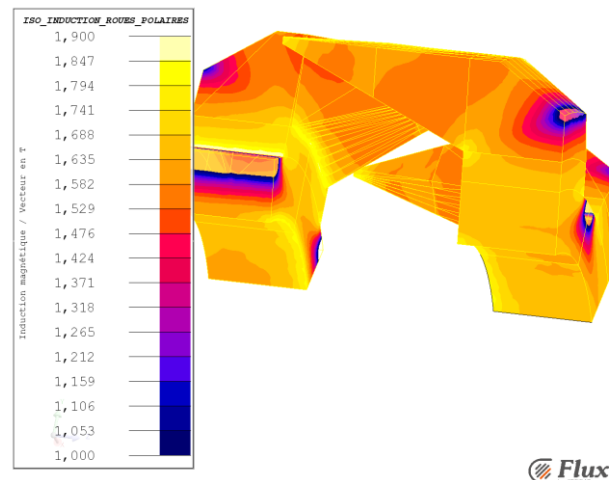


Figure 203 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK1

L'induction moyenne dans les griffes se situe aux environs des 1,6 T et l'induction moyenne dans les plateaux est légèrement plus élevée avec 1,7 T. On note une légère saturation locale au niveau de la jonction noyau-plateau coté bobinage d'excitation avec des niveaux d'induction allant jusqu'à 1,85 T. L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau en AFK1 se situe aux environs des 2,15 T.

La Figure 204 et la Figure 205 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du noyau et des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK502.

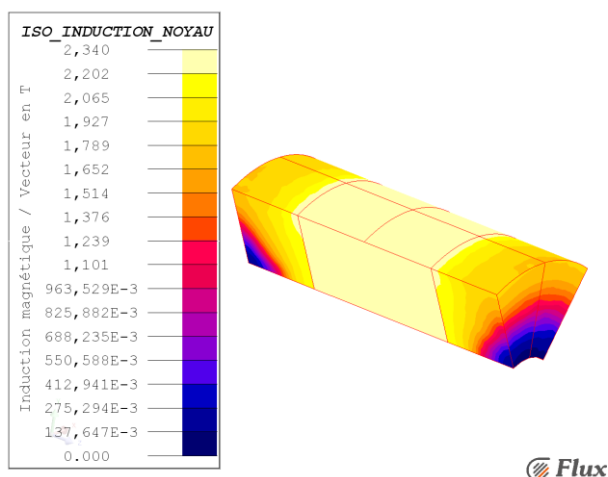


Figure 204 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK502

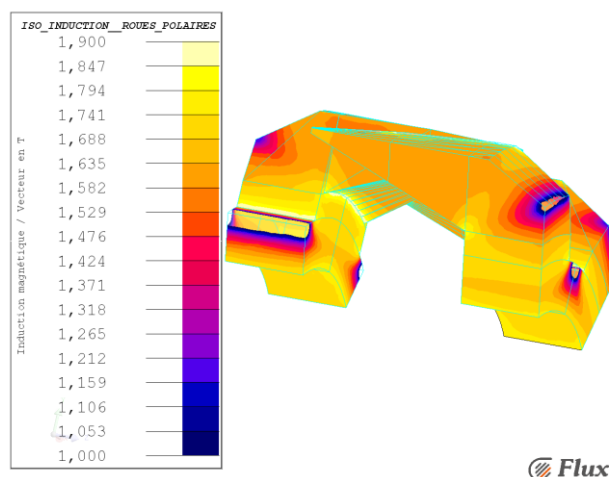


Figure 205 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK502

L'induction moyenne dans les griffes se situe aux environs des 1,6 T et l'induction moyenne dans les plateaux est légèrement plus élevée avec 1,75 T. On note un niveau d'induction élevé à la jonction noyau-plateau coté bobinage d'excitation (1,8 T).

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau en AFK502 vers 2,25 T.

A.2.1.2 Dimensionnement

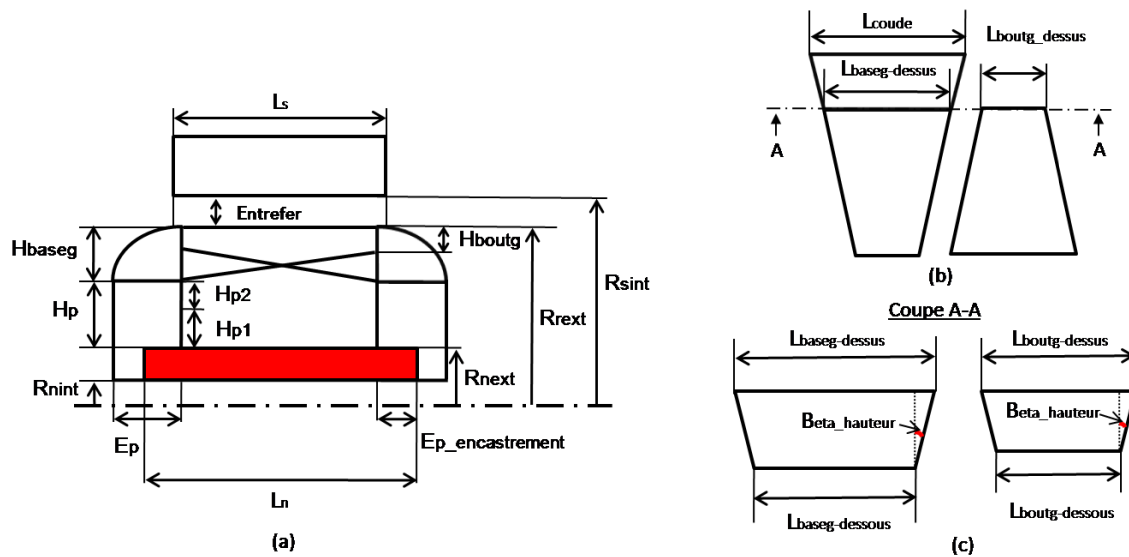


Figure 206 : Paramétrage du rotor avec un noyau encastré (en rouge)

(a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A

Paramètres	Valeur initiale	Valeur minimale	Valeur maximale
R_{next} (pu)	1,77	1,71	1,84
E_p encastrement (pu)	0,58	0,45	0,93
L_{boutg} dessus (pu)	0,06	0,06	0,74

Tableau 51 : Plage de variation des paramètres de dimensionnement pour le dimensionnement du rotor avec un noyau encastré en AFK18

Paramètres	Valeur initiale	Valeur minimale	Valeur maximale
R_{next} (pu)	1,75	1,71	1,84
E_p encastrement (pu)	0,58	0,45	0,93
L_{boutg} dessus (pu)	0,06	0,06	0,74

Tableau 52 : Plage de variation des paramètres de dimensionnement pour le dimensionnement du rotor avec un noyau encastré en AFK1

Paramètres	Valeur initiale	Valeur minimale	Valeur maximale
R_{next} (pu)	1,72	1,71	1,84
E_p encastrement (pu)	0,58	0,45	0,93
L_{boutg} dessus (pu)	0,06	0,06	0,74

Tableau 53 : Plage de variation des paramètres de dimensionnement pour le dimensionnement du rotor avec un noyau encastré en AFK502

La Figure 207 et la Figure 208 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du noyau et des roues polaires de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK1.

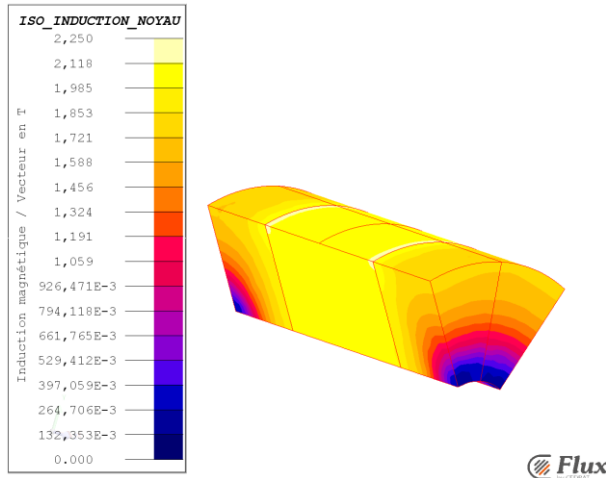


Figure 207 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK1

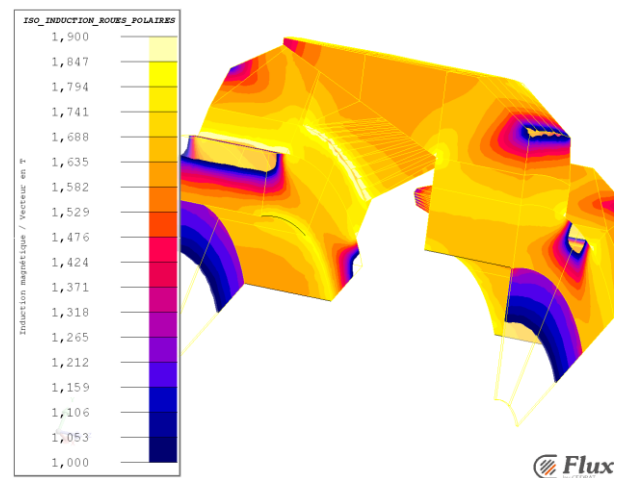


Figure 208 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK1

Les niveaux d'induction dans les roues polaires sont également très proche de ceux observés sur le prédimensionnement avec là encore une réduction du niveau d'induction maximum à la jonction noyau-plateau (1,8 T).

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau en AFK1 a diminué par rapport au prédimensionnement et se situe aux environs des 2,1 T.

La Figure 209 et la Figure 210 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du noyau et des roues polaires de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502.

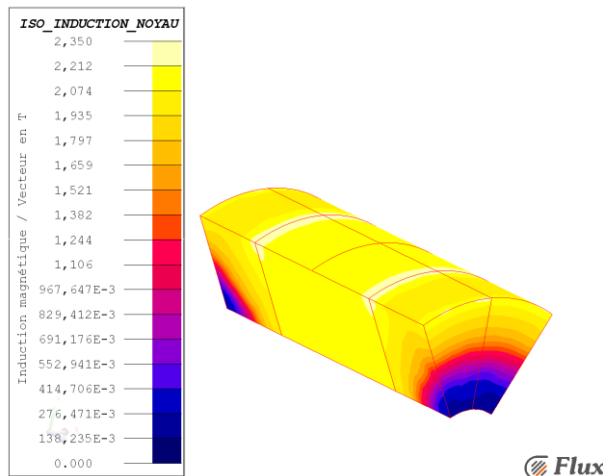


Figure 209 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502

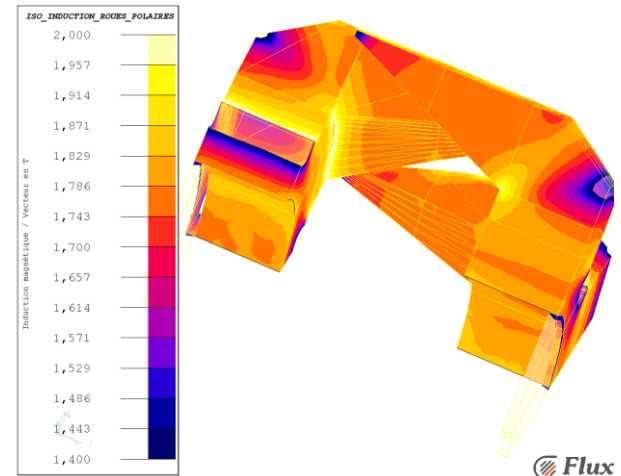


Figure 210 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur dimensionné avec un noyau encastré en AFK502

Les niveaux d'induction dans les roues polaires sont très proche de ceux observés pour les dimensionnements précédents. Le niveau d'induction maximum à la jonction noyau-plateau est de 1,8 T.

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau en AFK502 se situe vers 2,2 T.

A.2.2 Dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502

A.2.2.1 Prédimensionnement – Etude sur le nombre de paires de pôles optimal

Paramètres	Alternateur Initial (P = 6)	Alternateur Prédimensionné avec un noyau Encastré en AFK502				
		P = 4	P = 5	P = 6	P = 7	P = 8
R_{next} (pu)	1,94	1,66	1,73	1,77	2	2,01
H_{p1} (pu)	0,59	0,51	0,55	0,56	0,59	0,6
H_{p2} (pu)	0,17	0,3	0,3	0,29	0,3	0,27
H_{baseg} (pu)	0,8	0,89	0,92	0,95	0,89	0,97
H_{boutg} (pu)	0,21	0,06	0,06	0,06	0,215	0,33
E_p (pu)	0,9	1,01	1	1	0,99	1,02
L_n (pu)	1,9	1,68	1,69	1,69	1,71	1,66
L_{boutg dessus} (pu)	0,39	0,13	0,06	0,2	0,83	1,14
L_{coude} (pu)	1,9	2,65	2,21	1,87	1,71	1,51
E_{ntrefer} (pu)	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02
N_{ex}(pu)	8,68	9,58	9,21	9,21	8,84	8,84
Nb_{cond rotor/couche}(pu)	10,56	9,81	9,43	9,43	9	9
Nb_{couche cond rotor}(pu)	4,53	5,28	5,28	5,28	5,28	5,28
D_{cond rotor} (pu)	3,7	3,41	3,59	3,59	3,76	3,7
H_c (pu)	0,32	0,39	0,32	0,32	0,32	0,32
Nb_{couche cond stator}(pu)	2,64	3,4	2,64	2,26	1,5	1,5
N_{spire/phase}(pu)	1,68	1,44	1,4	1,44	1,12	1,28
L_s (pu)	2,39	2,39	2,39	2,39	2,39	2,39
D_{cond stator} (pu)	0,08	0,068	0,079	0,083	0,074	0,058
R_s(25°C) (pu)	3,17	4,06	2,82	2,47	2,35	4,27

Tableau 54 : Caractéristiques rotor et stator del'alternateur initial et des alternateur prédimensionnées avec un noyau encastré en AFK502 avec p = 4, p = 5, p = 6, p = 7 et p = 8

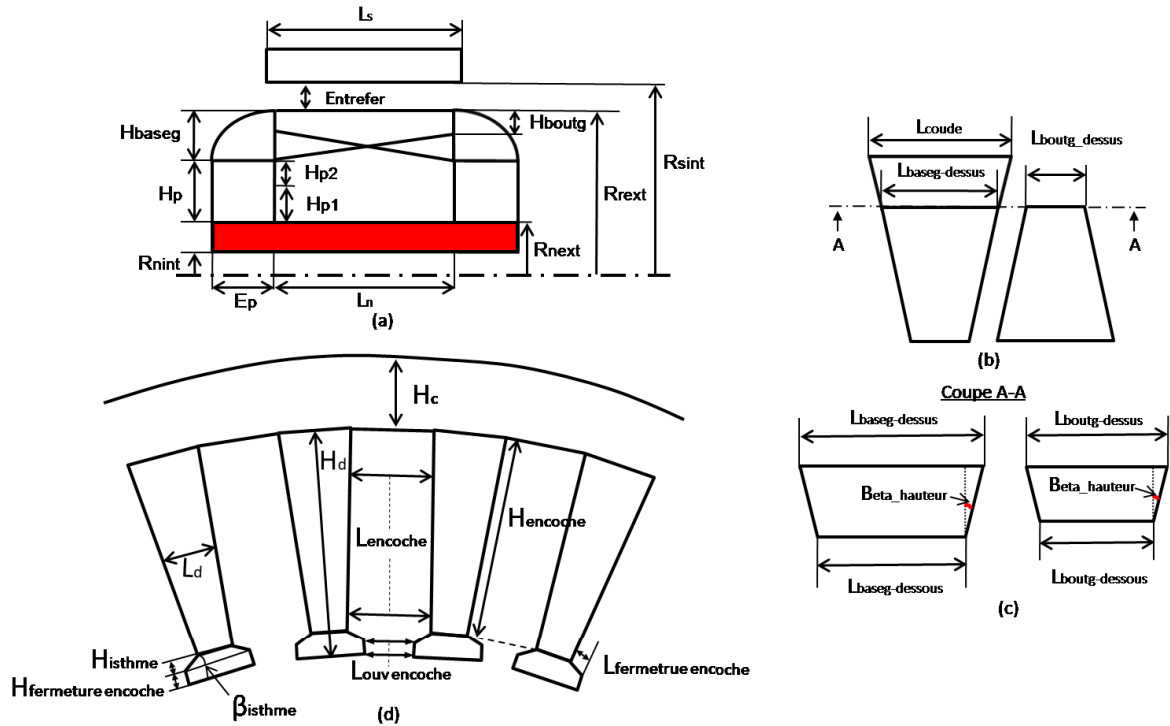


Figure 211 : Paramétrage du stator et du rotor avec un noyau encastré plein (en rouge)
(a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radiale du stator

LaFigure 212 et la Figure 213présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du noyau et des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK502 pour $p = 4$.

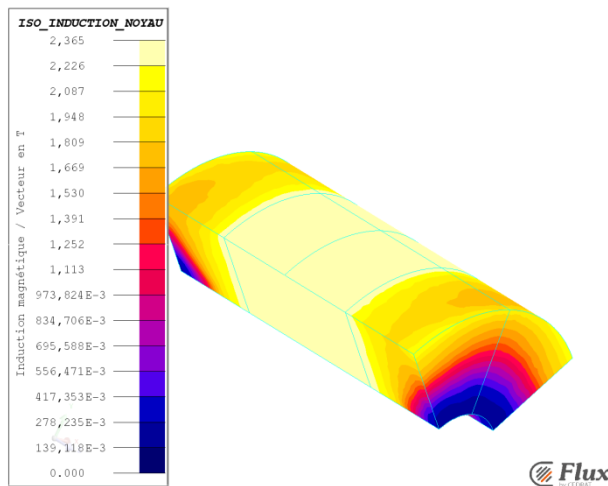


Figure 212 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné pour $p = 4$ avec un noyau encastré en AFK502

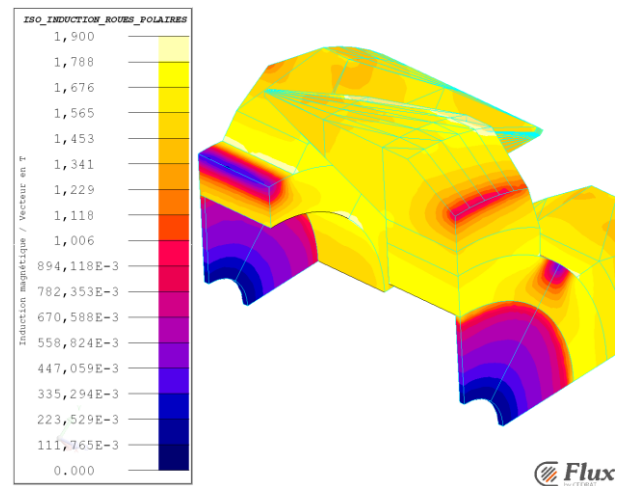


Figure 213 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné pour $p = 4$ avec un noyau encastré en AFK502

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau en AFK502 se situe aux environs des 2,35 T. L'induction moyenne dans les griffes est proche des 1,5 T et l'induction dans les plateaux se situe aux environs des 1,65 T.

La Figure 214 et la Figure 215 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du noyau et des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK502 pour $p = 5$.

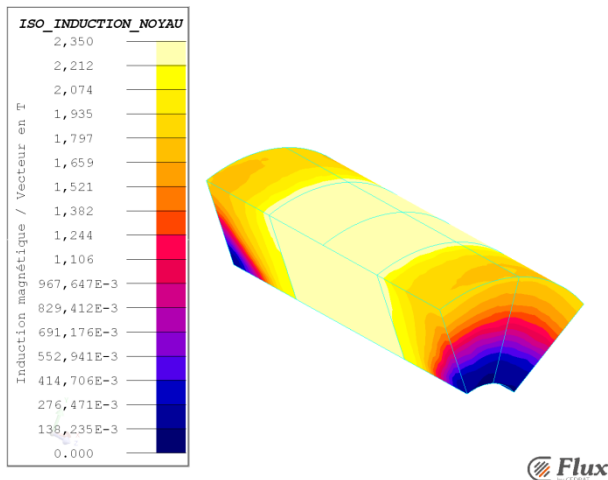


Figure 214 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné pour $p = 5$ avec un noyau encastré en AFK502

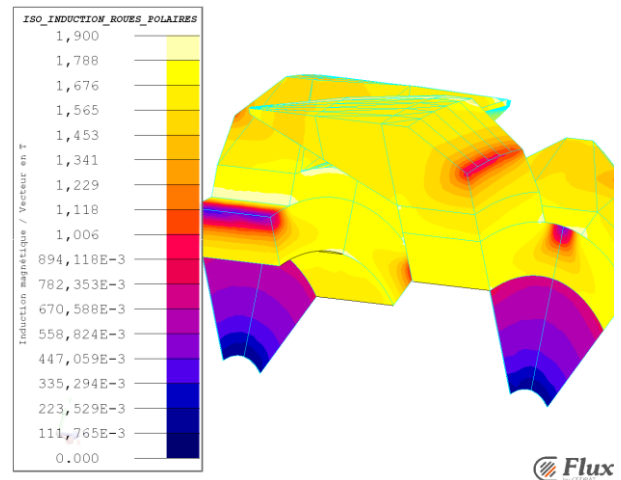


Figure 215 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné pour $p = 5$ avec un noyau encastré en AFK502

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau en AFK502 vaut sensiblement 2,3 T.
L'induction moyenne dans les griffes est proche de 1,6 T et l'induction dans les plateaux est d'environ 1,75 T.

La Figure 216 et la Figure 217 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du noyau et des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK502 pour $p = 6$.

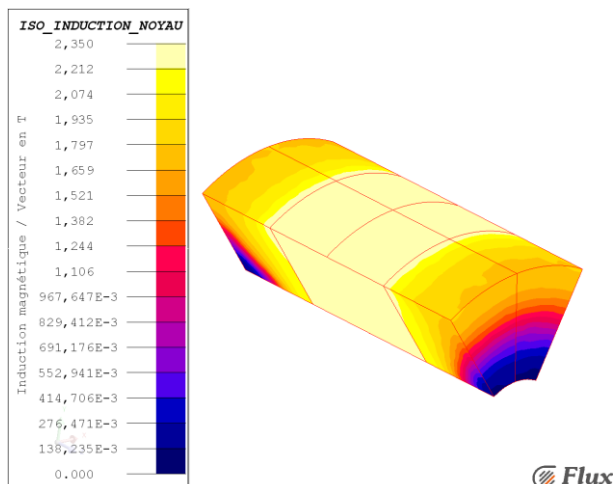


Figure 216 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné pour $p = 6$ avec un noyau encastré en AFK502

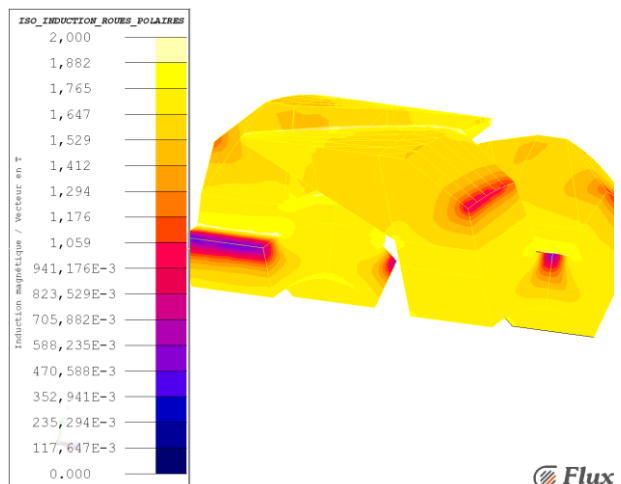


Figure 217 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné pour $p = 6$ avec un noyau encastré en AFK502

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau en AFK502 est d'environ 2,3 T.
L'induction moyenne dans les griffes est proche des 1,6 T et l'induction dans les plateaux se situe vers 1,75 T.

La Figure 218 et la Figure 219 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du noyau et des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK502 pour $p = 7$.

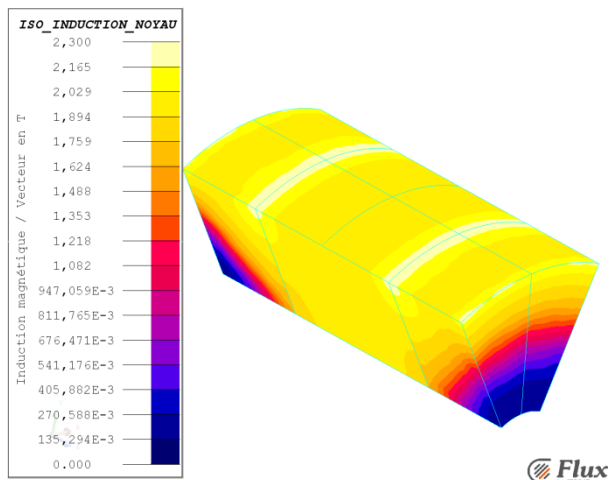


Figure 218 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné pour $p = 7$ avec un noyau encastré en AFK502

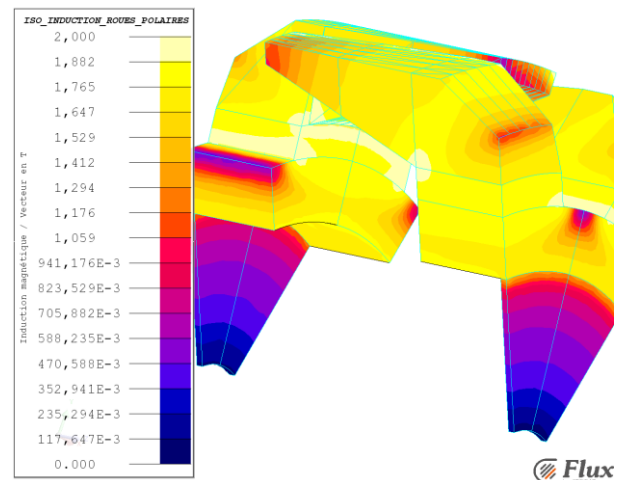


Figure 219 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné pour $p = 7$ avec un noyau encastré en AFK502

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau en AFK502 est d'environ 1,95 T.

L'induction moyenne dans les griffes est proche des 1,75 T et l'induction dans les plateaux se situe aux environs des 1,8 T.

La Figure 220 et la Figure 221 présentent respectivement les iso-inductions à 1800 tr/min du noyau et des roues polaires de l'alternateur prédimensionné avec un noyau encastré en AFK502 pour $p = 8$.

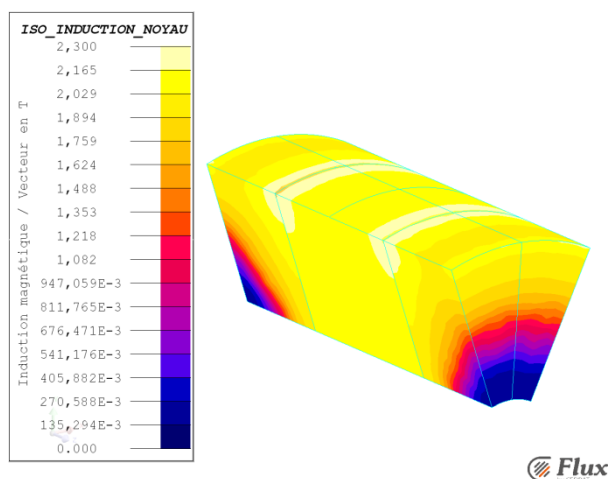


Figure 220 : Iso-induction à 1800 tr/min du noyau de l'alternateur prédimensionné pour $p = 8$ avec un noyau encastré en AFK502

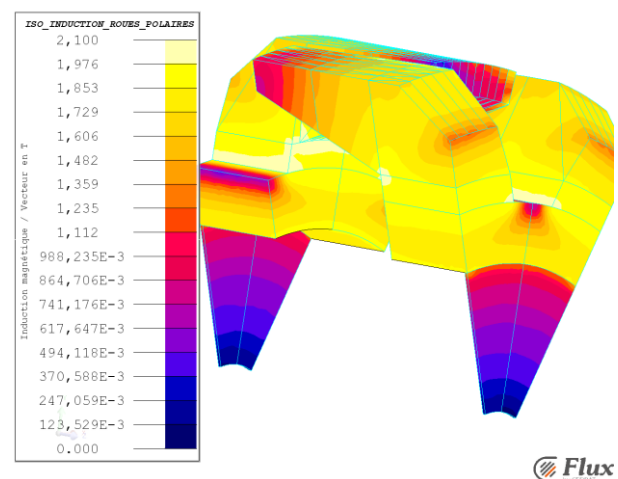


Figure 221 : Iso-induction à 1800 tr/min des roues polaires de l'alternateur prédimensionné pour $p = 8$ avec un noyau encastré en AFK502

L'induction moyenne dans la partie centrale du noyau en AFK502 se situe vers 2,15 T.

L'induction moyenne dans les griffes est comprise entre 1,5 T et 1,9 T et l'induction dans les plateaux est comprise entre 1,7 T et 2 T

A.2.2.2 Dimensionnement

Paramètres	Valeur initiale	Valeur minimale	Valeur maximale
R_{next} (pu)	1,77	1,71	1,84
$\alpha_{\text{encastrement}}$	0,5	0,2	0,9
L_{boutg dessus} (pu)	0,2	0,06	0,7
Nb_{cond rotor/couche} (pu)	9,43	8,68	10,19
Nb_{cond stator encoche}(pu)	2,26	1,88	2,64

Tableau 55 : Plage de variation des paramètres de dimensionnement pour un dimensionnement complet de l'alternateur avec un noyau encastré en AFK502

A.2.3 Etude sur le dimensionnement de l'alternateur avec des rotors en FeCo

A.2.3.1 Prédimensionnement

Paramètres	Alternateur Initial	Alternateur Prédimensionné avec un rotor en FeCo		
		AFK18	AFK1	AFK502
P	6	6	6	6
R_{next} (pu)	1,94	1,87	1,87	1,94
H_{p1} (pu)	0,59	0,59	0,59	0,59
H_{p2} (pu)	0,17	0,28	0,27	0,28
H_{baseg} (pu)	0,8	0,81	0,81	0,75
H_{boutg} (pu)	0,21	0,06	0,06	0,21
E_p (pu)	0,9	0,95	0,95	0,99
L_n (pu)	1,89	1,79	1,79	1,72
L_{boutg dessus} (pu)	0,39	0,77	0,63	0,64
L_{coude} (pu)	1,9	1,86	1,86	1,85
E_{entrefer} (pu)	0,02	0,02	0,02	0,02
N_{ex}(pu)	8,68	9,58	9,58	9,21
Nb_{cond rotor/couche} (pu)	10,56	9,81	9,81	9,43
Nb_{couche cond rotor}(pu)	4,5	5,28	5,28	5,28
D_{cond rotor} (pu)	0,06	0,06	0,06	0,06
H_c (pu)	0,32	0,32	0,32	0,32
Nb_{couche cond stator}(pu)	2,64	2,6	2,26	2,26
N_{spire/phase}(pu)	1,68	1,44	1,44	1,44
L_s (pu)	2,39	2,39	2,39	2,39
D_{cond stator} (pu)	0,08	0,09	0,09	0,09
R_s(25°C) (pu)	3,17	2,23	2,23	2,23
M_{asse rotor}(kg)	2,45	2,48	2,5	2,6

Tableau 56 : Caractéristiques rotor et stator de l'alternateur initial et des alternateur prédimensionnées avec des rotors en FeCo

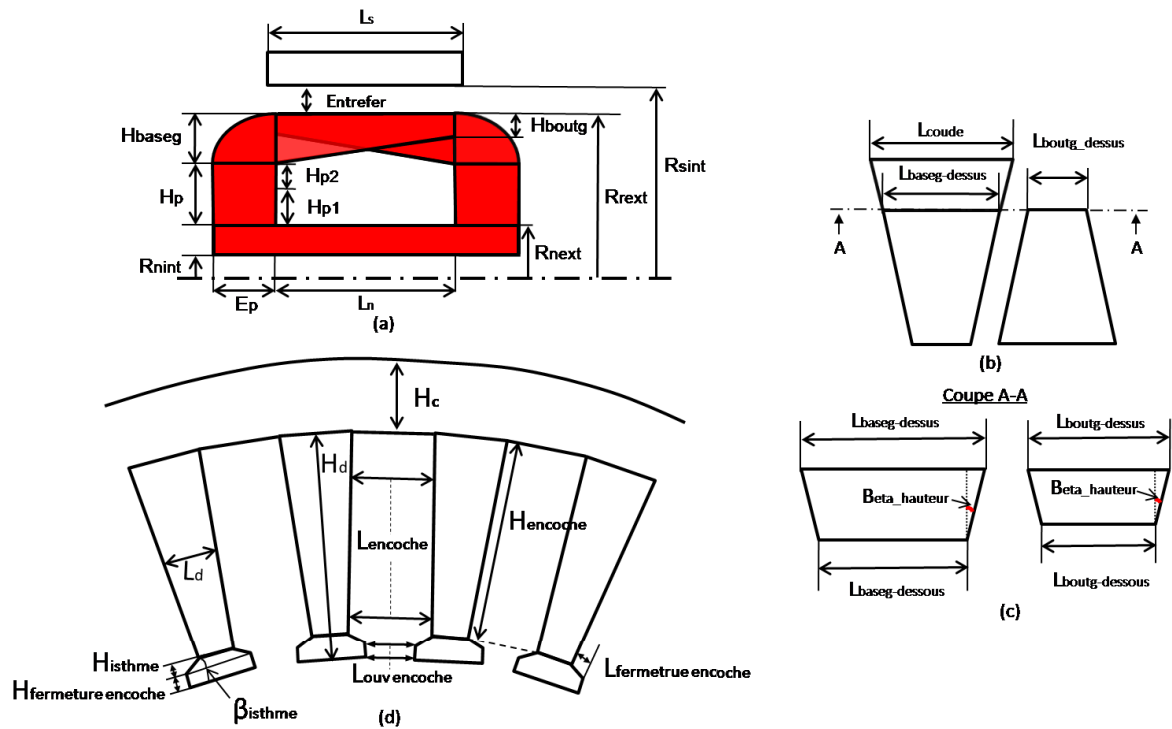


Figure 222 : Paramétrage du stator et du rotor (en rouge) (a) Coupe longitudinale de l'alternateur - (b) Vue de dessus des griffes - (c) Coupe des griffes selon le plan A-A - (d) Coupe radiale du stator

A.2.3.2 Dimensionnement

Le **Erreur ! Référence non valide pour un signet.** présente les plages de variation et les valeurs initiales des 5 paramètres optimisés. Les valeurs initiales correspondent aux valeurs de l'alternateur prédimensionné.

Paramètres	Valeur initiale	Valeur minimale	Valeur maximale
R_{next} (pu)	1,87	1,78	1,94
$D_{cond\ stator}$ (pu)	0,087	0,082	0,087
$L_{boutg\ dessus}$ (pu)	0,77	0,32	1,29
$Nb_{cond\ rotor/couche}$ (pu)	9,81	9	10,57
$Nb_{cond\ stator\ encoche}$ (pu)	2,26	1,88	2,64

Tableau 57 : Plage de variation des paramètres de dimensionnement pour le dimensionnement de l'alternateur avec un rotor en AFK18

Contribution au Dimensionnement Optimal d'Alternateur à Griffes Sans Aimant - Apport des alliages FeCo

Résumé L'alternateur à griffes est l'alternateur le plus utilisé dans l'industrie automobile. Afin d'augmenter sa puissance volumique, une solution classique consiste à utiliser des aimants NdFeB entre les griffes. Ces dernières années, le prix des aimants NdFeB a beaucoup augmenté remettant en question leur utilisation. Ce contexte implique de trouver de nouvelles solutions techniques permettant de conserver la même puissance volumique sans utiliser d'aimant NdFeB. Dans le cadre de ces travaux de thèse la solution proposée consiste à utiliser des matériaux magnétiques doux nobles tels que les FeCo (AFK18, AFK1 et AFK502). De part leur coût élevé, nous avons limité leur utilisation au noyau de l'alternateur même si leur utilisation au rotor est également évaluée.

Ces travaux s'appuient sur une démarche de dimensionnement multi-niveaux (modèle reluctant et modèle éléments finis) ce qui apporte un bon compromis temps de calcul/précision. Une série d'étude ont été réalisée avec dans un premier temps, l'identification d'une géométrie de noyau favorable à l'utilisation de noyau en FeCo. Dans un second temps, une étude compare les courants batteries en fonction du FeCo utilisé au noyau avec une optimisation du rotor. Ensuite une étude présente le dimensionnement complet de l'alternateur (optimisation du rotor et du stator avec une étude sur le nombre optimal de paires de pôles) avec un noyau en AFK502 ce qui d'identifier le gain maximal en courant batterie apporté par l'utilisation d'un noyau en FeCo. Pour finir, une dernière étude compare les courants batteries en fonction du FeCo utilisé au rotor avec une optimisation du rotor et du stator.

Mots clés Alternateur à griffes, aimant, matériau magnétique doux, démarche de dimensionnement, noyau

Contribution to Optimal Sizing of Claw-Pole Alternator Without Magnet - Contribution of FeCo alloys

Abstract Claw-pole alternators are often used in automotive industry. Permanent magnets like NdFeB are currently integrated to increased the power density of claw-pole machine. However their higher price brings into question their usage. This tight context implies finding new technical solutions to keep the same power density without NdFeB magnets. The solution adopted consists to evaluate the potential of gain with different soft magnetic materials and more especially FeCo family (AFK18, AFK1 et AFK502). Their higher price imposed us to use FeCo just at the core of the alternator but we have also evaluate their usage at the rotor.

This work is based on an adapted design methodology including two modeling level (magnetic equivalent circuit model and finite element model) in order to obtain a good compromise between time computation/accuracy. Several studies have been made with, as a first step, the identification of new core geometry customized for FeCo core. As a second step, a study comparing output current according to FeCo used at the core is presented, rotor is optimized only. As a third step, is exposed the global optimization of the alternator with an AFK502 (rotor and stator optimization with a study on the optimal poles pair number) in order to identify the maximum output current gain with an FeCo core. Finally, the last study compare output current according to FeCo used at the rotor, rotor and stator are optimized.

Keywords Claw-pole alternator, magnet, soft magnetic material, design methodology, core